



PATENT APPLICATION

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re the Application of:

IMAI et al

Application No.: 10/669,327

Filed: September 25, 2003

Group Art Unit: 2837

Examiner: To be assigned

Attorney Dkt. No.: 107355-00089

For: ROTOR ANGLE DETECTING APPARATUS FOR DC BRUSHLESS MOTOR

CLAIM FOR PRIORITY

Director of the U.S. PTO
P.O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

April 26, 2004

Sir:

The benefit of the filing dates of the following prior foreign application filed in the following foreign country is hereby requested for the above-identified patent application and the priority provided in 35 U.S.C. §119 is hereby claimed:

Japanese Patent Application No. 2002-280408 filed on September 26, 2002

In support of this claim, certified copy of said original foreign application is filed herewith.

It is requested that the file of this application be marked to indicate that the requirements of 35 U.S.C. §119 have been fulfilled and that the Patent and Trademark Office kindly acknowledge receipt of this document.

Please charge any fee deficiency or credit any overpayment with respect to this paper to Deposit Account No. 01-2300.

Respectfully submitted,

Charles M. Marmelstein
Registration No. 25,895

1050 Connecticut Avenue, N.W.,
Suite 400
Washington, D.C. 20036-5339
Tel: (202) 857-6000
Fax: (202) 638-4810

CMM:rkc

Enclosure: Priority Document (1)

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日
Date of Application: 2002年 9月26日

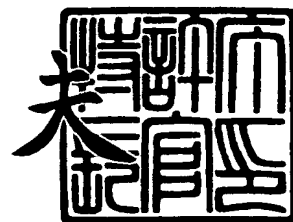
出願番号
Application Number: 特願2002-280408
[ST. 10/C]: [JP2002-280408]

出願人
Applicant(s): 本田技研工業株式会社

2003年10月 1日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今井 康



出証番号 出証特2003-3080652

【書類名】 特許願

【整理番号】 PSA62811HT

【提出日】 平成14年 9月26日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H02P 21/00

【発明者】

 【住所又は居所】 埼玉県和光市中央 1 丁目 4 番 1 号 株式会社本田技術研
 究所内

 【氏名】 今井 信幸

【発明者】

 【住所又は居所】 埼玉県和光市中央 1 丁目 4 番 1 号 株式会社本田技術研
 究所内

 【氏名】 高橋 豊

【特許出願人】

 【識別番号】 000005326

 【氏名又は名称】 本田技研工業株式会社

【代理人】

 【識別番号】 100077805

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 佐藤 辰彦

【選任した代理人】

 【識別番号】 100077665

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 千葉 剛宏

【手数料の表示】

 【予納台帳番号】 015174

 【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

 【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9711295

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】

DC ブラシレスモータのロータ角度検出装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

DC ブラシレスモータの 3 相の電機子に駆動電圧を印加する電圧印加手段と、
該駆動電圧に、所定周期における一定の電圧出力パターンが設定された基本電圧
列データに、該所定周期ごとに値が変化する変調用係数を乗じて生成された検査
用電圧を重畳する検査用電圧重畳手段と、前記モータの電機子に流れる電流を検
出する電流検出手段と、

該検査用電圧重畳手段により前記駆動電圧に前記検査用電圧が重畳されたとき
に、前記所定周期内において、所定の制御サイクルで前記電流検出手段の検出電
流を参照し、各制御サイクルにおける前記電流検出手段による検出電流の変化量
と前記基本電圧列データと前記変調用係数とに基づいて、前記モータのロータ角
度の 2 倍角の正弦値に応じた正弦参照値と該 2 倍角の余弦値に応じた余弦参照値
とを算出する参照値算出手段と、

該正弦参照値と該余弦参照値とに基づいて前記モータのロータ角度を検出する
ロータ角度検出手段とを備えたことを特徴とする DC ブラシレスモータのロータ
角度検出装置。

【請求項 2】

DC ブラシレスモータを、該モータの界磁の磁束方向である q 軸上にある q 軸
電機子と該 q 軸と直交する d 軸上にある d 軸電機子とを有する等価回路に変換し
て扱い、

前記 d 軸電機子に印加する d 軸電圧と前記 q 軸電機子に印加する q 軸電圧を、
前記モータのロータ角度に基づいて 3 相の駆動電圧に変換する d q / 3 相電圧変
換手段と、該駆動電圧を前記モータの 3 相の電機子に印加する電圧印加手段と、

d 軸電圧と q 軸電圧に、所定周期における一定の電圧出力パターンが設定され
た基本電圧列データに、該所定周期ごとに値が変化する変調用係数を乗じて生成
された検査用電圧を重畳する検査用電圧重畳手段と、

前記モータの 3 相の電機子に流れる電流を検出する電流検出手段と、該電流検出手段による検出電流と前記モータのロータ角度とに基づいて、前記 d 軸電機子に流れる d 軸実電流と前記 q 軸電機子に流れる q 軸実電流とを算出する 3 相／d q 電流変換手段と、

前記検査用電圧重畳手段により d 軸電圧及び q 軸電圧に前記検査用電圧が重畳されたときに、前記所定周期内において、所定の制御サイクルで前記 d 軸実電流と前記 q 軸実電流を参照し、各制御サイクルにおける該 d 軸実電流及び該 q 軸実電流の変化量と前記基本電圧列データと前記変調用係数とに基づいて、前記モータのロータ角度の実際値 (θ) と推定値 (θ^{\wedge}) との位相差 ($\theta - \theta^{\wedge}$) の 2 倍角の正弦値に応じた正弦参照値と、該位相差 ($\theta - \theta^{\wedge}$) の 2 倍角の余弦値に応じた余弦参照値とを算出する参照値算出手段と、

該正弦参照値と該余弦参照値とに基づいて、前記モータのロータ角度を検出するロータ角度検出手段とを備えたことを特徴とする DC ブラシレスモータのロータ角度検出装置。

【請求項 3】

前記基本電圧列データは、前記電圧出力パターンにおける出力電圧の平均が 0 となるように設定されていることを特徴とする請求項 1 又は請求項 2 記載の DC ブラシレスモータのロータ角度検出装置。

【請求項 4】

前記ロータ角度検出手段は、所定の制御サイクルごとに前記正弦参照値と前記余弦参照値とを算出し、該正弦参照値と余弦参照値を用いて前記モータの実際値 (θ) と推定値 (θ^{\wedge}) との位相差 ($\theta - \theta^{\wedge}$) に応じた位相差データを算出し、

前回の制御サイクルにおいて算出したモータのロータ角度を前回の制御サイクルにおける前記モータのロータ角度の推定値 (θ^{\wedge}) とし、前回の制御サイクルにおいて算出した前記位相差データに応じた前記位相差 ($\theta - \theta^{\wedge}$) を解消するように該位相差データに基づいて前記モータのロータ角度の推定値 (θ^{\wedge}) を逐次更新しつつ算出するオブザーバにより、前記モータのロータ角度を更新することによって、今回の制御サイクルにおける前記モータのロータ角度の推定値 (θ^{\wedge}) を算出し、該ロータ角の推定値 (θ^{\wedge}) を前記モータのロータ角度とすること

を特徴とする請求項 1 から請求項 3 のうちいずれか 1 項記載の DC ブラシレスモータのロータ角度検出装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、DC ブラシレスモータのロータ角度をロータの位置検出センサを用いることなく検出する DC ブラシレスモータのロータ角度検出装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

DC ブラシレスモータを駆動して所望のトルクを得るためには、磁極を有するロータの電気角（以下、ロータ角度という）に対応した適切な位相で電機子に電圧を印加する必要がある。そして、ロータ角度を検出する位置検出センサを省いて DC ブラシレスモータと駆動装置のコストダウンを図るべく、位置検出センサを用いずにロータ角度を検出する種々の方法が提案されている。

【0003】

例えば、特許文献 1 及び特許文献 2 には、いわゆる d q 座標系により DC ブラシレスモータの制御を行うモータ制御装置において、一方の軸方向に推定用交流信号電圧を印加したときに、他方の軸側に生じる電流によりロータ角度を検知する方法が記載されている。

【0004】

また、本願発明者らも、先の出願（特願 2001-288303）において、位置検出センサを用いずにロータ角度を検出するロータ角度検出装置を提案している。かかるロータ角度検出装置においては、突極型の DC ブラシレスモータの 3 相の電機子に印加する駆動電圧に高周波の検査用電圧を重畳したときに、該 3 相の電機子のうちの第 1 相に流れる電流の検出値及び第 2 相に流れる電流の検出値と、該検査用電圧に応じた高周波成分とを用いて、該モータのロータ角度の 2 倍角の正弦値に応じた正弦参照値と該 2 倍角の余弦値に応じた余弦参照値とを算出する。

【0005】

そして、該正弦参照値と余弦参照値に基づいて、ロータ角度を初期追従性良くモータパラメータの影響をほとんど受けることなくロータ角度を検出することができる。

【0006】

しかし、このように、ロータ角度を検知するために駆動電圧に検査用電圧を重ねたときに、モータから耳障りなノイズが発生する場合がある。

【0007】

【特許文献1】

特開平10-323099号公報

【特許文献2】

特開平11-332279号公報

【0008】

【発明が解決しようとする課題】

本発明は、上記背景を鑑みてなされたものであり、駆動電圧に検査用電圧を重ねてロータ角度を検出する際に、耳障りなノイズが発生することを抑制したDCブラシレスモータのロータ角度検出装置を提供することを目的とする。

【0009】

【課題を解決するための手段】

まず、本発明について説明する前に、本発明の基本的な考え方を図1を参照して説明する。図1(a)に示したように、突極型のロータ2を使用した場合、ロータ2とU、V、Wの各電機子3、4、5間のギャップの磁気抵抗は周期的に変化し、その変化はロータ2が1回転する間に2回、すなわちロータ2が半回転する間に1周期分変化する。そして、該磁気抵抗は、ロータ2が図中①の位置となったときに最大となり、ロータ2が図中②の位置となったときに最小となる。

【0010】

図1(a)の磁気回路を模式的に表したものが図1(b)であり、前記磁気抵抗の1周期あたりの平均値が0.5であると仮定すると、U、V、Wの各相における磁気抵抗 R_u 、 R_v 、 R_w は、以下の式(1)～式(3)で示される。

【0011】

【数 1】

$$R_u = 1 - \cos 2\theta \quad \text{----- (1)}$$

【0 0 1 2】

【数 2】

$$R_v = 1 - \cos \left(2\theta + \frac{2}{3}\pi \right) \quad \text{----- (2)}$$

【0 0 1 3】

【数 3】

$$R_w = 1 - \cos \left(2\theta - \frac{2}{3}\pi \right) \quad \text{----- (3)}$$

このとき、U相からみたギャップの磁気抵抗 R_{gu} は、以下の式 (4) により求めることができる。

【0 0 1 4】

【数 4】

$$\begin{aligned} R_{gu} &= R_u + \frac{R_v \cdot R_w}{R_v + R_w} \\ &= 1 + \cos 2\theta + \frac{1 + \cos \left(2\theta - \frac{2}{3}\pi \right) + \cos \left(2\theta + \frac{2}{3}\pi \right) + \cos \left(2\theta - \frac{2}{3}\pi \right) \cdot \cos \left(2\theta + \frac{2}{3}\pi \right)}{2 + \cos \left(2\theta - \frac{2}{3}\pi \right) + \cos \left(2\theta + \frac{2}{3}\pi \right)} \\ &= 1 + \cos 2\theta + \frac{1 - \cos 2\theta + \frac{1}{2} (\cos 4\theta + \cos \frac{2}{3}\pi)}{2 - \cos 2\theta} \\ &= \frac{8 - \cos \frac{2}{3}\pi}{4 - 2\cos 2\theta} \quad \text{----- (4)} \end{aligned}$$

そのため、U相が単位巻線であると仮定すると、U相の自己インダクタンス L_u は以下の式 (5) により求めることができる。

【0 0 1 5】

【数 5】

$$L_u = \frac{1}{R_{gu}} = \frac{4 - 2\cos 2\theta}{8 - \cos \frac{2}{3}\pi} \quad \text{----- (5)}$$

またU、W相間の相互インダクタンス M_{uw} と、U、V相間の相互インダクタンス M_{uv} は、磁気回路の構成より、それぞれ以下の式 (6)、式 (7) により求めることができる。

【0016】

【数6】

$$M_{uw} = -\frac{R_w}{R_v+R_w} L_u = -\frac{2+2\cos\left(2\theta+\frac{2}{3}\pi\right)}{8-\cos\frac{2}{3}\pi} \dots\dots\dots (6)$$

【0017】

【数7】

$$M_{uv} = -\frac{R_v}{R_v+R_w} L_u = -\frac{2+2\cos\left(2\theta-\frac{2}{3}\pi\right)}{8-\cos\frac{2}{3}\pi} \dots\dots\dots (7)$$

V相、W相についても、同様にして自己インダクタンスと相互インダクタンスを求めることができ、これらにより、突極性を有するDCブラシレスモータの電圧方程式は、各相の自己インダクタンスの直流分を1、1の変動分を $\Delta 1$ 、各相間の相互インダクタンスの直流分をmとすると、以下の式(8)で表すことができる。

【0018】

【数8】

$$\begin{pmatrix} V_u \\ V_v \\ V_w \end{pmatrix} = r \begin{pmatrix} I_u \\ I_v \\ I_w \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} 1-\Delta 1 \cos 2\theta & m-\Delta 1 \cos\left(2\theta-\frac{2}{3}\pi\right) & m-\Delta 1 \cos\left(2\theta+\frac{2}{3}\pi\right) \\ m-\Delta 1 \cos\left(2\theta-\frac{2}{3}\pi\right) & 1-\Delta 1 \cos\left(2\theta+\frac{2}{3}\pi\right) & m-\Delta 1 \cos 2\theta \\ m-\Delta 1 \cos\left(2\theta+\frac{2}{3}\pi\right) & m-\Delta 1 \cos 2\theta & 1-\Delta 1 \cos\left(2\theta-\frac{2}{3}\pi\right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_u \\ I_v \\ I_w \end{pmatrix} \\ + \omega K_e \begin{pmatrix} \sin \theta \\ \sin\left(\theta-\frac{2}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\theta-\frac{4}{3}\pi\right) \end{pmatrix} \dots\dots\dots (8)$$

ここで、 V_u 、 V_v 、 V_w はそれぞれU相、V相、W相の電機子に印加される電圧、 I_u 、 I_v 、 I_w はそれぞれU相、V相、W相の電機子に流れる電流、 r はU相、V相、W相の電機子の電気抵抗、 ω はロータ2の電気角速度、 K_e は誘起電圧定数である。

【0019】

さらに、電気角速度 ω がほぼ0で誘起電圧やロータ2の角速度変化による影響が小さく、抵抗 r による電圧降下も無視できるレベルである場合には、前記式(8)は、以下の式(9)により近似することができる。

【0020】

【数 9】

$$\begin{bmatrix} V_u \\ V_v \\ V_w \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} l - \Delta l \cos 2\theta & m - \Delta l \cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi) & m - \Delta l \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ m - \Delta l \cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi) & l - \Delta l \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi) & m - \Delta l \cos 2\theta \\ m - \Delta l \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi) & m - \Delta l \cos 2\theta & l - \Delta l \cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_u \\ I_v \\ I_w \end{bmatrix} \quad \text{..... (9)}$$

ここで、上記式 (9) を相間電流、電圧による式に変形すると、以下の式 (10) が得られる。

【0021】

【数 10】

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_u \\ V_v \\ V_w \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} V_u - V_v \\ V_u - V_w \\ V_v - V_w \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} l - \Delta l \cos 2\theta & m - \Delta l \cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi) & m - \Delta l \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ m - \Delta l \cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi) & l - \Delta l \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi) & m - \Delta l \cos 2\theta \\ m - \Delta l \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi) & m - \Delta l \cos 2\theta & l - \Delta l \cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_u \\ I_v \\ I_w \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} l - m - \Delta l \{ \cos 2\theta - \cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi) \} & -l + m - \Delta l \{ \cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi) - \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi) \} & \Delta l \{ \cos 2\theta - \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi) \} \\ \Delta l \{ \cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi) - \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi) \} & -l + m - \Delta l \{ \cos 2\theta - \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi) \} & l - m + \Delta l \{ \cos 2\theta - \cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi) \} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1 & -1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_u \\ I_v \\ I_w \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 2(l - m) - \Delta l \{ \cos 2\theta - \cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi) + \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi) \} & l - m + \Delta l \{ \cos 2\theta + \cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi) - 2\cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi) \} \\ l - m + \Delta l \{ \cos 2\theta + \cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi) - 2\cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi) \} & 2(l - m) + \Delta l \{ 2\cos 2\theta - \cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi) - \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi) \} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_u \\ I_v \\ I_w \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 2(l - m) + 3\Delta l \cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi) & l - m - 3\Delta l \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ l - m - 3\Delta l \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi) & 2(l - m) + 3\Delta l \cos 2\theta \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_u \\ I_v \\ I_w \end{bmatrix} \quad \text{..... (10)} \end{aligned}$$

また、上記式 (10) のインダクタンス行列は正則であるので、上記式 (10) を以下の式 (11)、式 (12) の形に変形することができる。

【0022】

【数 11】

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} I_u \\ \frac{d}{dt} I_w \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} 2(l - m) + 3\Delta l \cos 2\theta & -l + m + 3\Delta l \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ -l + m + 3\Delta l \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi) & 2(l - m) + 3\Delta l \cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_u - V_v \\ V_u - V_w \end{bmatrix} \quad \text{..... (11)}$$

【0023】

【数 12】

$$K = \frac{1}{\{2(l - m) + 3\Delta l \cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi)\} \times \{2(l - m) + 3\Delta l \cos 2\theta\} - \{l - m - 3\Delta l \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi)\}^2} \quad \text{..... (12)}$$

また、DC ブラシレスモータをいわゆる d q 座標系で扱う場合は、ロータ角度の推定値 ($\hat{\theta}$) を用いて、以下の式 (13)、式 (14) で表される 3 相 / d q 変換を上記式 (11) に施すと、ロータ角度の推定値 ($\hat{\theta}$) と実際値 (θ)

が等しい ($\hat{\theta} = \theta$) 場合、以下の式 (15) が得られる。

【0024】

【数13】

$$\begin{bmatrix} \hat{V}_d \\ \hat{V}_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin \hat{\theta} & \sin(\hat{\theta} - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\hat{\theta} - \frac{4}{3}\pi) \\ \cos \hat{\theta} & \cos(\hat{\theta} - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\hat{\theta} - \frac{4}{3}\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_u \\ V_v \\ V_w \end{bmatrix} \quad \text{..... (13)}$$

【0025】

【数14】

$$\begin{bmatrix} \hat{I}_d \\ \hat{I}_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin \hat{\theta} & \sin(\hat{\theta} - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\hat{\theta} - \frac{4}{3}\pi) \\ \cos \hat{\theta} & \cos(\hat{\theta} - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\hat{\theta} - \frac{4}{3}\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_u \\ I_v \\ I_w \end{bmatrix} \quad \text{..... (14)}$$

【0026】

【数15】

$$\begin{bmatrix} \hat{V}_d \\ \hat{V}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r + \frac{d}{dt} L_d & -\omega L_q \\ \omega L_q & r + \frac{d}{dt} L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{I}_d \\ \hat{I}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega K_e \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{..... (15)}$$

【0027】

【数16】

$$L_d = l - m + \frac{3}{2} \Delta l \quad \text{..... (16)}$$

【0028】

【数17】

$$L_q = l - m - \frac{3}{2} \Delta l \quad \text{..... (17)}$$

ここで、上記式 (11) におけるロータ角度 (θ) が、ロータ角度の実際値から θ_e だけずれた推定値である場合には、該推定値を用いて3相/dq変換された \hat{I}_d , \hat{I}_q , \hat{V}_d , \hat{V}_q と、ロータ角度の実際値を用いて変換された I_d , I_q , V_d , V_q との間に、以下の式 (18), 式 (19) の関係が成り立つ。

【0029】

【数 18】

$$\begin{bmatrix} \hat{I}_d \\ \hat{I}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad \text{----- (18)}$$

【0030】

【数 19】

$$\begin{bmatrix} \hat{V}_d \\ \hat{V}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad \text{----- (19)}$$

但し、 θ_e ：ロータ角度の実際値と推定値の位相差。

【0031】

したがって、以下の式(20)の関係式が導かれる。

【0032】

【数 20】

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{I}_d \\ \hat{I}_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{r}{L_d} & \omega \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega \frac{L_d}{L_q} & -\frac{r}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{I}_d \\ \hat{I}_q \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{V}_d \\ \hat{V}_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \omega K_e \\ 0 \end{bmatrix} \right\} \quad \text{-----(20)} \end{aligned}$$

そして、上記式(8)の場合と同様に、電気角速度 ω がほぼ0で、誘起電圧やロータ2の角度変化による影響が小さく、抵抗 r による電圧降下も無視できるレベルである場合は、上記式(20)は、以下の式(21)で近似することができる。

【0033】

【数 2 1】

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{I}_d \\ \hat{I}_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} \cos^2 \theta_e + \frac{1}{L_q} \sin^2 \theta_e & \left(\frac{1}{L_d} - \frac{1}{L_q} \right) \cos \theta_e \sin \theta_e \\ \left(\frac{1}{L_d} - \frac{1}{L_q} \right) \cos \theta_e \sin \theta_e & \frac{1}{L_d} \sin^2 \theta_e + \frac{1}{L_q} \cos^2 \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{V}_d \\ \hat{V}_q \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} \frac{1+\cos 2\theta_e}{2} + \frac{1}{L_q} \frac{1-\cos 2\theta_e}{2} & \left(\frac{1}{L_d} - \frac{1}{L_q} \right) \frac{\sin 2\theta_e}{2} \\ \left(\frac{1}{L_d} - \frac{1}{L_q} \right) \frac{\sin 2\theta_e}{2} & \frac{1}{L_d} \frac{1-\cos 2\theta_e}{2} + \frac{1}{L_q} \frac{1+\cos 2\theta_e}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{V}_d \\ \hat{V}_q \end{bmatrix} \\
&= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \left(\frac{1}{L_d} + \frac{1}{L_q} \right) + \left(\frac{1}{L_d} - \frac{1}{L_q} \right) \cos 2\theta_e & \left(\frac{1}{L_d} - \frac{1}{L_q} \right) \sin 2\theta_e \\ \left(\frac{1}{L_d} - \frac{1}{L_q} \right) \sin 2\theta_e & \left(\frac{1}{L_d} + \frac{1}{L_q} \right) + \left(\frac{1}{L_d} - \frac{1}{L_q} \right) \cos 2\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{V}_d \\ \hat{V}_q \end{bmatrix} \\
&\equiv \begin{bmatrix} L_0 + L_1 \cos 2\theta_e & L_1 \sin 2\theta_e \\ L_1 \sin 2\theta_e & L_0 - L_1 \cos 2\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{V}_d \\ \hat{V}_q \end{bmatrix} \quad \cdots \cdots (21)
\end{aligned}$$

以上の説明を基礎として本発明を以下に説明する。本発明の第 1 の態様は、D C ブラシレスモータの 3 相の電機子に駆動電圧を印加する電圧印加手段と、該駆動電圧に、所定周期における一定の電圧出力パターンが設定された基本電圧列データに、該所定周期ごとに値が変化する変調用係数を乗じて生成された検査用電圧を重畳する検査用電圧重畳手段と、前記モータの電機子に流れる電流を検出する電流検出手段と、該検査用電圧重畳手段により前記駆動電圧に前記検査用電圧が重畳されたときに、前記所定周期内において、所定の制御サイクルで前記電流検出手段の検出電流を参照し、各制御サイクルにおける前記電流検出手段による検出電流の変化量と前記基本電圧列データと前記変調用係数とに基づいて、前記モータのロータ角度の 2 倍角の正弦値に応じた正弦参照値と該 2 倍角の余弦値に応じた余弦参照値とを算出する参照値算出手段と、該正弦参照値と該余弦参照値とに基づいて前記モータのロータ角度を検出するロータ角度検出手段とを備えたことを特徴とする。

【0034】

かかる本発明によれば、前記検査用電圧重畳手段により前記駆動電圧に重畳される前記検査用電圧は、前記基本電圧列データ列に前記所定周期ごとに値が変化する前記変調用係数を乗じて生成される。そのため、前記検査用電圧の周波数は前記所定周期ごとに変調されて周波数成分が分散される。そして、これにより、

前記駆動電圧に前記検査用電圧を重畳したときに、特定の周波数成分をもった耳障りなノイズが発生することを抑制することができる。

【0035】

また、上記式(11)における微分期間(d t)を前記制御サイクルの長さ(Δ t)とし、ある制御サイクルにおける前記駆動電圧と前記検査用電圧をそれぞれv(1)、{Hu(1), Hw(1)}とし、該制御サイクルにおける前記電流検出手段の検出電流の変化量を{Δ Iu(1), Δ Iw(1)}とすると、上記式(11)は以下の式(22)の形で表される。

【0036】

【数22】

$$K \begin{bmatrix} 2(1-m)+3\Delta l \cos 2\theta & -1+m+3\Delta l \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ -1+m+3\Delta l \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi) & 2(1-m)+3\Delta l \cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} Hu(1) \\ Hw(1) \end{Bmatrix} + v(1) = \begin{bmatrix} \frac{\Delta Iu(1)}{\Delta t} \\ \frac{\Delta Iw(1)}{\Delta t} \end{bmatrix} \dots (22)$$

同様に、次の制御サイクルにおける前記駆動電圧と前記検査用電圧をそれぞれv(2)、{Hu(2), Hw(2)}、前記電流検出手段の検出電流の変化量を{Δ Iu(2), Δ Iw(2)}とすると、上記式(11)は以下の式(23)の形で表される。

【0037】

【数23】

$$K \begin{bmatrix} 2(1-m)+3\Delta l \cos 2\theta & -1+m+3\Delta l \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ -1+m+3\Delta l \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi) & 2(1-m)+3\Delta l \cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} Hu(2) \\ Hw(2) \end{Bmatrix} + v(2) = \begin{bmatrix} \frac{\Delta Iu(2)}{\Delta t} \\ \frac{\Delta Iw(2)}{\Delta t} \end{bmatrix} \dots (23)$$

そして、上記式(22)と式(23)を辺々減算すると、前記制御サイクルが短い場合、駆動電圧v(1)と駆動電圧v(2)がほぼ等しいと想定できるため、以下の式(24)が得られる。

【0038】

【数 2 4】

$$\begin{aligned}
& K \begin{bmatrix} 2(1-m)+3\Delta l \cos 2\theta & -1+m+3\Delta l \cos(2\theta+\frac{2}{3}\pi) \\ -1+m+3\Delta l \cos(2\theta+\frac{2}{3}\pi) & 2(1-m)+3\Delta l \cos(2\theta-\frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Hu(2)-Hu(1) \\ Hw(2)-Hw(1) \end{bmatrix} \\
& \equiv K \begin{bmatrix} 2(1-m)+3\Delta l \cos 2\theta & -1+m+3\Delta l \cos(2\theta+\frac{2}{3}\pi) \\ -1+m+3\Delta l \cos(2\theta+\frac{2}{3}\pi) & 2(1-m)+3\Delta l \cos(2\theta-\frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} dHu(1) \\ dHw(1) \end{bmatrix} \\
& \equiv K \begin{bmatrix} 2(1-m)+3\Delta l \cos 2\theta & -1+m+3\Delta l \cos(2\theta+\frac{2}{3}\pi) \\ -1+m+3\Delta l \cos(2\theta+\frac{2}{3}\pi) & 2(1-m)+3\Delta l \cos(2\theta-\frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} dH(1) \\
& \approx \begin{bmatrix} \frac{\Delta Iu(2)}{\Delta t} - \frac{\Delta Iu(1)}{\Delta t} \\ \frac{\Delta Iw(2)}{\Delta t} - \frac{\Delta Iw(1)}{\Delta t} \end{bmatrix} \equiv \begin{bmatrix} ddIu(1) \\ ddIw(1) \end{bmatrix} \equiv ddIuw(1) \quad \dots\dots\dots (24)
\end{aligned}$$

上記式(24)により、前記駆動電圧と独立な、検査用電圧の差分電圧(dHu(1), dHw(1))と、電流検出値の変化量($\Delta Iu(1)$, $\Delta Iw(1)$, $\Delta Iu(2)$, $\Delta Iw(2)$)のみについての関係式が得られ、上記式(24)を変形して以下の式(25)が得られる。

【0039】

【数 2 5】

$$\begin{aligned}
ddIuw(1) &= \begin{bmatrix} ddIu(1) \\ ddIw(1) \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} 2(1-m)+3\Delta l \cos 2\theta & -1+m+3\Delta l \cos(2\theta+\frac{2}{3}\pi) \\ -1+m+3\Delta l \cos(2\theta+\frac{2}{3}\pi) & 2(1-m)+3\Delta l \cos(2\theta-\frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} dHu(1) \\ dHw(1) \end{bmatrix} \\
&= K \begin{bmatrix} 2(1-m)+3\Delta l \cos 2\theta & -1+m+3\Delta l \cos \frac{2}{3}\pi \cos 2\theta - 3\Delta l \sin \frac{2}{3}\pi \sin 2\theta \\ -1+m+3\Delta l \cos \frac{2}{3}\pi \cos 2\theta - 3\Delta l \sin \frac{2}{3}\pi \sin 2\theta & 2(1-m)+3\Delta l \cos \frac{2}{3}\pi \cos 2\theta - 3\Delta l \sin \frac{2}{3}\pi \sin 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} dHu(1) \\ dHw(1) \end{bmatrix} \\
&= K \begin{bmatrix} -\sin \frac{2}{3}\pi dHw(1) & dHu(1) + \cos \frac{2}{3}\pi dHw(1) & 2dHu(1) - dHw(1) \\ -\sin \frac{2}{3}\pi (dHu(1) - dHw(1)) & \cos \frac{2}{3}\pi (dHu(1) + dHw(1)) & -dHu(1) + 2dHw(1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 3\Delta l \sin 2\theta \\ 3\Delta l \sin 2\theta \\ 1-m \end{bmatrix} \equiv K \cdot c(l) \begin{bmatrix} 3\Delta l \sin 2\theta \\ 3\Delta l \sin 2\theta \\ 1-m \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (25)
\end{aligned}$$

そして、前記所定周期中にn個の制御サイクルが含まれるものとし、各制御サイクル及び該制御サイクルの次の制御サイクルについての上記式(25)をまとめると、以下の式(26)が得られる。

【0040】

【数 2 6】

$$K \begin{bmatrix} c(1) \\ c(2) \\ \vdots \\ c(n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 3\Delta I \sin 2\theta \\ 3\Delta I \cos 2\theta \\ 1-m \end{bmatrix} \equiv K \cdot C \begin{bmatrix} 3\Delta I \sin 2\theta \\ 3\Delta I \cos 2\theta \\ 1-m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} ddI_{uw}(1) \\ ddI_{uw}(2) \\ \vdots \\ ddI_{uw}(n) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (26)$$

上記式 (26) において、 $n > 1$ であるとき、行列 C は、ゼロベクトルでない独立な電圧ベクトル ($dV(i)$, $dV(j)$)、 $1 \leq i \leq n$ 、 $1 \leq j \leq n$ 、 $i \neq j$) が 2 個以上あれば列フルランクであり、前記正弦参照値 (V_s) と前記余弦参照値 (V_c) の最小 2 乗推定値が以下の式 (27) で算出できる。

【0041】

【数 2 7】

$$\begin{bmatrix} V_s \\ V_c \\ V_l \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} 3\Delta I \sin 2\theta \\ 3\Delta I \cos 2\theta \\ 1-m \end{bmatrix} = (C^t C)^{-1} C^t \begin{bmatrix} ddI_{uw}(1) \\ ddI_{uw}(2) \\ \vdots \\ ddI_{uw}(n) \end{bmatrix} \equiv D \begin{bmatrix} ddI_{uw}(1) \\ ddI_{uw}(2) \\ \vdots \\ ddI_{uw}(n) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (27)$$

ここで、行列 C は前記検出用電圧の関数であり、前記検査用電圧が前記所定周期ごとに一定の電圧出力パターンを繰り返し出力する場合は、その成分が一定となるため、上記式 (27) における行列 D の成分を予め算出することができる。そのため、前記所定周期内の各制御サイクルにおける前記電流検出手段の検出電流の変化量から算出される検出電流の 2 階差分 (ddI_{uw}) と、各制御サイクルにおける検出用電圧 (H_u , H_w) により予め算出可能な行列 D の成分との簡易な演算により、前記正弦参照値 (V_s) と前記余弦参照値 (V_c) を算出することができる。

【0042】

そして、前記基本電圧列データに前記変調用係数を乗じて前記検査用電圧を生成する場合は、上記式 (26) における行列 C は、前記基本電圧列データの関数である行列に前記変調用係数を乗じた形で表される。そのため、詳細は後述するが、この場合は、上記式 (27) を、前記基本電圧列データにより各成分を予め算出可能な行列と前記変調用係数と検出電流の 2 階差分 (ddI_{uw}) との演算に

より、前記正弦参照値と前記余弦参照値を算出する形で表すことができる。したがって、前記参照値算出手段は、各制御サイクルにおける前記基本電圧列データと前記電流検出手段の検出電流の変化量と前記変調用係数とにより、前記正弦参照値（ V_s ）と前記余弦参照値（ V_c ）を算出することができる。

【0043】

そして、前記ロータ角度検出手段は、例えば以下の式（28）により前記モータのロータ角度（ θ ）を算出することができる。

【0044】

【数28】

$$\theta = \frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{V_s}{V_c} \quad \text{----- (28)}$$

また、本発明の第2の態様は、DCブラシレスモータを、該モータの界磁の磁束方向であるq軸上にあるq軸電機子と該q軸と直交するd軸上にあるd軸電機子とを有する等価回路に変換して扱い、前記d軸電機子に印加するd軸電圧と前記q軸電機子に印加するq軸電圧を、前記モータのロータ角度に基づいて3相の駆動電圧に変換するdq/3相電圧変換手段と、該駆動電圧を前記モータの3相の電機子に印加する電圧印加手段と、d軸電圧とq軸電圧に、所定周期における一定の電圧出力パターンが設定された基本電圧列データに、該所定周期ごとに値が変化する変調用係数を乗じて生成された検査用電圧を重畳する検査用電圧重畳手段と、前記モータの3相の電機子に流れる電流を検出する電流検出手段と、該電流検出手段による検出電流と前記モータのロータ角度とに基づいて、前記d軸電機子に流れるd軸実電流と前記q軸電機子に流れるq軸実電流とを算出する3相/dq電流変換手段と、前記検査用電圧重畳手段によりd軸電圧及びq軸電圧に前記検査用電圧が重畳されたときに、前記所定周期内において、所定の制御サイクルで前記d軸実電流と前記q軸実電流を参照し、各制御サイクルにおける該d軸実電流及び該q軸実電流の変化量と前記基本電圧列データと前記変調用係数とに基づいて、前記モータのロータ角度の実際値（ θ ）と推定値（ θ^{\wedge} ）との位相差（ $\theta - \theta^{\wedge}$ ）の2倍角の正弦値に応じた正弦参照値と、該位相差（ $\theta - \theta^{\wedge}$ ）の2倍角の余弦値に応じた余弦参照値とを算出する参照値算出手段と、該正弦

参照値と該余弦参照値とに基づいて、前記モータのロータ角度を検出するロータ角度検出手段とを備えたことを特徴とする。

【0045】

かかる本発明によれば、前記第1の態様と同様に、前記検査用電圧の周波数は前記所定周期ごとに変調されて周波数成分が分散される。そして、これにより、前記検査用電圧を重畳したときに、特定の周波数成分をもった耳障りなノイズが発生することを抑制することができる。

【0046】

また、上記式(21)における微分期間(Δt)を前記制御サイクルの長さ(Δt)とし、ある制御サイクルにおいて、前記モータのロータ角度の推定値(θ^{\wedge})に基づいて前記d-q/3相電圧変換手段及び前記3相/d-q変換手段による変換処理を行ったときの、該制御サイクルにおけるd軸電圧及びq軸電圧と前記検査用電圧をそれぞれ $v_{dq}(1)$ 、 $Hd(1)$ 、 $Hq(1)$ 、d軸実電流及びq軸実電流の変化量を $\{\Delta Id(1), \Delta Iq(1)\}$ とすると、上記式(21)は以下の式(29)の形で表される。

【0047】

【数29】

$$\begin{bmatrix} L_0 + L_1 \cos 2\theta e & L_1 \sin 2\theta e \\ L_1 \sin 2\theta e & L_0 - L_1 \cos 2\theta e \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} \hat{H}_d(1) \\ \hat{H}_q(1) \end{bmatrix} + \hat{v}_{dq}(1) \right\} = \begin{bmatrix} \frac{\Delta \hat{I}_d(1)}{\Delta t} \\ \frac{\Delta \hat{I}_q(1)}{\Delta t} \end{bmatrix} \quad \text{----- (29)}$$

同様に、次の制御サイクルにおいて、前記モータのロータ角度の推定値(θ^{\wedge})に基づいて前記d-q/3相電圧変換手段及び前記3相/d-q変換手段による変換処理を行ったときの、該制御サイクルにおけるd軸電圧及びq軸電圧と前記検査用電圧をそれぞれ $v_{dq}(2)$ 、 $Hd(2)$ 、 $Hq(2)$ 、d軸実電流及びq軸実電流の変化量を $\{\Delta Id(2), \Delta Iq(2)\}$ とすると、上記式(21)は以下の式(30)の形で表される。

【0048】

【数 3 0】

$$\begin{bmatrix} L_0 + L_1 \cos 2\theta_e & L_1 \sin 2\theta_e \\ L_1 \sin 2\theta_e & L_0 - L_1 \cos 2\theta_e \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} \hat{H}_d(2) \\ \hat{H}_q(2) \end{bmatrix} + \hat{V}_{dq}(2) \right\} = \begin{bmatrix} \frac{\Delta \hat{I}_d(2)}{\Delta t} \\ \frac{\Delta \hat{I}_q(2)}{\Delta t} \end{bmatrix} \quad \text{----- (30)}$$

そして、上記式 (29) と式 (30) を辺々減算すると、前記制御サイクルが短い場合、 $\hat{V}_{dq}(1)$ と $\hat{V}_{dq}(2)$ がほぼ等しいと想定できるため、以下の式 (31) が得られる。

【0049】

【数 3 1】

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} L_0 + L_1 \cos 2\theta_e & L_1 \sin 2\theta_e \\ L_1 \sin 2\theta_e & L_0 - L_1 \cos 2\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{H}_d(2) - \hat{H}_d(1) \\ \hat{H}_q(2) - \hat{H}_q(1) \end{bmatrix} \\ & \equiv \begin{bmatrix} L_0 + L_1 \cos 2\theta_e & L_1 \sin 2\theta_e \\ L_1 \sin 2\theta_e & L_0 - L_1 \cos 2\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d\hat{H}_d(1) \\ d\hat{H}_q(1) \end{bmatrix} \\ & \equiv \begin{bmatrix} L_0 + L_1 \cos 2\theta_e & L_1 \sin 2\theta_e \\ L_1 \sin 2\theta_e & L_0 - L_1 \cos 2\theta_e \end{bmatrix} d\hat{H}_q(1) \\ & = \begin{bmatrix} \frac{\Delta \hat{I}_d(2)}{\Delta t} - \frac{\Delta \hat{I}_d(1)}{\Delta t} \\ \frac{\Delta \hat{I}_q(2)}{\Delta t} - \frac{\Delta \hat{I}_q(1)}{\Delta t} \end{bmatrix} \equiv \begin{bmatrix} d\hat{I}_d(1) \\ d\hat{I}_q(1) \end{bmatrix} \equiv d\hat{I}_{dq}(1) \quad \text{----- (31)} \end{aligned}$$

上記式 (31) により、d 軸電圧及び q 軸電圧と独立な検査用電圧の差分電圧 ($d\hat{H}_d(1)$, $d\hat{H}_q(1)$) と、電流検出値の変化量 ($\Delta \hat{I}_d(1)$, $\Delta \hat{I}_q(1)$, $\Delta \hat{I}_d(2)$, $\Delta \hat{I}_q(2)$) のみについての関係式が得られ、上記式 (31) を変形して以下の式 (32) が得られる。

【0050】

【数 3 2】

$$\begin{aligned}
 \frac{d\hat{I}_{dq}(1)}{dt} &= \begin{bmatrix} \frac{d\hat{I}_d(1)}{dt} \\ \frac{d\hat{I}_q(1)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_0 + L_1 \cos 2\theta_e & L_1 \sin 2\theta_e \\ L_1 \sin 2\theta_e & L_0 - L_1 \cos 2\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{d\hat{H}_d(1)}{dt} \\ \frac{d\hat{H}_q(1)}{dt} \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \frac{d\hat{H}_q(1)}{dt} & \frac{d\hat{H}_d(1)}{dt} & \frac{d\hat{H}_d(1)}{dt} \\ \frac{d\hat{H}_d(1)}{dt} & \frac{d\hat{H}_q(1)}{dt} & \frac{d\hat{H}_q(1)}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_1 \sin 2\theta_e \\ L_1 \cos 2\theta_e \\ L_0 \end{bmatrix} \\
 &\equiv \hat{c}(1) \begin{bmatrix} L_1 \sin 2\theta_e \\ L_1 \cos 2\theta_e \\ L_0 \end{bmatrix} \quad \text{----- (32)}
 \end{aligned}$$

そして、前記所定周期中に n 個の制御サイクルが含まれるものとし、各制御サイクル期間に対しての上記式 (32) をまとめると、以下の式 (33) が得られる。

【0051】

【数 3 3】

$$\begin{bmatrix} \hat{c}(1) \\ \hat{c}(2) \\ \vdots \\ \hat{c}(n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_1 \sin 2\theta_e \\ L_1 \cos 2\theta_e \\ L_0 \end{bmatrix} \equiv \hat{C} \begin{bmatrix} L_1 \sin 2\theta_e \\ L_1 \cos 2\theta_e \\ L_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{d\hat{I}_{dq}(1)}{dt} \\ \frac{d\hat{I}_{dq}(2)}{dt} \\ \vdots \\ \frac{d\hat{I}_{dq}(n)}{dt} \end{bmatrix} \quad \text{----- (33)}$$

また、前記第 1 の態様と同様に、前記正弦参照値 (V_s) と余弦参照値 (V_c) の最小 2 乗推定値が以下の式 (34) により算出できる。

【0052】

【数 3 4】

$$\begin{bmatrix} \hat{V}_s \\ \hat{V}_c \\ \hat{V}_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 \sin 2\theta_e \\ L_1 \cos 2\theta_e \\ L_0 \end{bmatrix} = (\hat{C}^t \hat{C})^{-1} \hat{C}^t \begin{bmatrix} \frac{d\hat{I}_{dq}(1)}{dt} \\ \frac{d\hat{I}_{dq}(2)}{dt} \\ \vdots \\ \frac{d\hat{I}_{dq}(n)}{dt} \end{bmatrix} \equiv \hat{D} \begin{bmatrix} \frac{d\hat{I}_{dq}(1)}{dt} \\ \frac{d\hat{I}_{dq}(2)}{dt} \\ \vdots \\ \frac{d\hat{I}_{dq}(n)}{dt} \end{bmatrix} \quad \text{----- (34)}$$

ここで、行列 \hat{C} は前記検出用電圧の関数であり、前記検出用電圧が前記所定周期ごとに一定の電圧出力パターンを繰り返し出力する場合は、その成分が一定となるため、上記式 (34) における行列 \hat{D} の成分を予め算出することができ

る。そのため、前記所定周期内の各制御サイクルにおける d 軸実電流と q 軸実電流の変化量から算出される d 軸実電流及び q 軸実電流の 2 階差分 ($d d I_{dq}$) と、各制御サイクルにおける検出用電圧 (H_d , H_q) により予め検出可能な行列 D の成分との簡易な演算により、前記正弦参照値 (V_s) と前記余弦参照値 (V_c) を算出することができる。

【0053】

そして、前記基本電圧データに前記変調用係数を乗じて前記検査用電圧を生成する場合は、上記式 (33) における行列 C は、前記基本電圧列データの関数である行列に前記変調用係数を乗じた形で表される。そのため、詳細は後述するが、この場合は、上記式 (34) を、前記基本電圧列データにより各成分を予め算出可能な行列と前記変調用係数と d 軸実電流及び q 軸実電流の 2 階差分 ($d d I_{dq}$) との演算により、前記正弦参照値と前記余弦参照値を算出する形で表すことができる。したがって、前記参照値算出手段は、各制御サイクルにおける前記基本電圧列データと d 軸実電流及び q 軸実電流の変化量と前記変調用係数とにより、前記正弦参照値 (V_s) と前記余弦参照値 (V_c) を算出することができる。

【0054】

そして、前記ロータ角度検出手段は、例えば以下の式 (35) により前記モータのロータ角度の実際値 (θ) と推定値 ($\hat{\theta}$) の位相差 ($\theta_e = \theta - \hat{\theta}$) を算出することができ、該推定値 ($\hat{\theta}$) と該位相差 (θ_e) とによりロータ角度の実際値 (θ) を検出することができる。

【0055】

【数 35】

$$\theta_e = \frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{\hat{V}_s}{\hat{V}_c} \quad \text{----- (35)}$$

また、前記第 1 の態様及び第 2 の態様において、前記基本電圧列データは、前記電圧出力パターンにおける出力電圧の平均が 0 となるように設定されていることを特徴とする。

【0056】

かかる本発明によれば、前記検査用電圧の重畳により前記駆動電圧又は前記 d

軸電圧及び q 軸電圧に与える影響を減少させることができる。

【0057】

また、前記ロータ角度検出手段は、所定の制御サイクルごとに前記正弦参照値と前記余弦参照値とを算出し、該正弦参照値と余弦参照値を用いて前記モータの実際値 (θ) と推定値 (θ^{\wedge}) との位相差 ($\theta - \theta^{\wedge}$) に応じた位相差データを算出し、前回の制御サイクルにおいて算出したモータのロータ角度を前回の制御サイクルにおける前記モータのロータ角度の推定値 (θ^{\wedge}) とし、前回の制御サイクルにおいて算出した前記位相差データに応じた前記位相差 ($\theta - \theta^{\wedge}$) を解消するように該位相差データに基づいて前記モータのロータ角度の推定値 (θ^{\wedge}) を逐次更新しつつ算出するオブザーバにより、前記モータのロータ角度を更新することによって、今回の制御サイクルにおける前記モータのロータ角度の推定値 (θ^{\wedge}) を算出し、該ロータ角の推定値 (θ^{\wedge}) を前記モータのロータ角度とすることを特徴とする。

【0058】

かかる本発明によれば、前記ロータ角度検出手段は、前回の制御サイクルにおいて前記正弦参照値と前記余弦参照値とを用いて算出された前記位相差データと、前回の制御サイクルにおいて検出された前記モータのロータ角度を、前記オブザーバに適用して、今回の制御サイクルにおける前記モータのロータ角度の推定値 (θ^{\wedge}) を算出することができる。これにより、前記ロータ角度検出手段は、次回の制御サイクル以降において、前記モータのロータ角度を精度良く検出することができる。

【0059】

【発明の実施の形態】

本発明の実施の形態の一例について図1～図5を参照して説明する。図1はDCブラシレスモータの構成図、図2は第1の実施の形態におけるモータコントローラの制御ブロック図、図3は検査用電圧の周期及び検査用電圧と電機子電流の推移を示した図、図4は検査用電圧の生成方法の説明図、図5は第2の実施の形態におけるモータコントローラの制御ブロック図である。

【0060】

先ず、図1～図4を参照して、本発明の第1の実施の形態について説明する。
図2に示したモータコントローラ10は、図1に示した突極型のDCブラシレスモータ1（以下、モータ1という）の電機子3、4、5に流れる電流をフィードバック制御するものであり、モータ1をロータ2の界磁極の磁束方向であるq軸上にあるq軸電機子と該q軸と直交するd軸上にあるd軸電機子とを有するdq座標系による等価回路に変換して扱う。

【0061】

そして、モータコントローラ10は、外部から与えられるd軸指令電流（ I_{d_c} ）とq軸指令電流（ I_{q_c} ）とに応じて、d軸電機子に流れる電流（以下、d軸電流という）とq軸電機子に流れる電流（以下、q軸電流という）をフィードバック制御する。

【0062】

モータコントローラ10は、d軸電機子への印加電圧（以下、d軸電圧（ V_d ）という）とq軸電機子への印加電圧（以下、q軸電圧（ V_q ）という）とを、モータ1のU、V、Wの3相の電機子に印加する駆動電圧（ V_{u_c} 、 V_{v_c} 、 V_{w_c} ）に変換するdq/3相変換部20、該駆動電圧（ V_{u_c} 、 V_{v_c} 、 V_{w_c} ）に検査用電圧（ H_u 、 H_w ）を重畳する検査用電圧重畳部21（本発明の検査用電圧重畳手段に相当する）、及び駆動電圧（ V_{u_c} 、 V_{v_c} 、 V_{w_c} ）に検査用電圧（ H_u 、 H_w ）を重畳した電圧（ V_u 、 V_v 、 V_w ）をモータ1のU、V、Wの各相の電機子にそれぞれ印加するよう複数のスイッチング素子をブリッジ接続したインバータ回路からなるパワードライブユニット22（本発明の電圧印加手段に相当する）を備える。

【0063】

さらに、モータコントローラ10は、モータ1のU相の電機子に流れる電流を検出するU相電流センサ23（本発明の電流検出手段に相当する）、モータ1のW相の電機子に流れる電流を検出するW相電流センサ24（本発明の電流検出手段に相当する）、U相電流センサ23の検出電流値（ I_{u_s} ）とW相電流センサ24の検出電流値（ I_{w_s} ）とに応じてd軸電流の検出値であるd軸実電流（ I_{d_s} ）とq軸電流の検出値であるq軸実電流（ I_{q_s} ）とを算出する3相/dq変

換部 26 (本発明の 3 相 / d q 電流変換手段に相当する)、モータ 1 のロータ角度 (θ) を検出する角度検出部 25 (本発明の参照値算出手段とロータ角度検出手段に相当する)、及び d 軸と q 軸間で干渉し合う速度起電力の影響を打ち消す処理を行なう非干渉演算部 27 を備える。

【0064】

モータコントローラ 10 は、d 軸指令電流 (I_{d_c}) と d 軸実電流 (I_{d_s}) を第 1 減算器 28 で減算し、その減算結果に第 1 の P I 演算部 29 で P I (比例積分) 処理を施し、第 1 加算器 30 で非干渉成分を加算して、d 軸指令電流 (I_{d_c}) と d 軸実電流 (I_{d_s}) の偏差に応じた d 軸電圧 (V_d) を生成する。

【0065】

また、モータコントローラ 10 は、同様にして、q 軸指令電流 (I_{q_c}) と q 軸実電流 (I_{q_s}) を第 2 減算器 31 で減算し、その減算結果に第 2 の P I 演算部 32 で P I 処理を施し、第 2 加算器 33 で非干渉成分を加算して、q 軸指令電流 (I_{q_c}) と q 軸実電流 (I_{q_s}) との偏差に応じた q 軸電圧 (V_q) を生成する。

【0066】

そして、モータコントローラ 10 は、d 軸電圧 (V_d) と q 軸電圧 (V_q) とを d q / 3 相変換部 20 に入力する。これにより、パワードライブユニット 22 を介して、d 軸指令電流 (I_{d_c}) と d 軸実電流 (I_{d_s}) との偏差、及び q 軸指令電流 (I_{q_c}) と q 軸実電流 (I_{q_s}) との偏差を小さくする 3 相電圧 (V_u , V_v , V_w) がモータ 1 の電機子に印加されて、モータ 1 の電機子に流れる電流がフィードバック制御される。

【0067】

ここで、d q / 3 相変換部 20 により d 軸電圧 (V_d) と q 軸電圧 (V_q) を 3 相の電圧指令 (V_{u_c} , V_{v_c} , V_{w_c}) に変換する際には、モータ 1 のロータ角度 (θ) が必要となる。また、3 相 / d q 変換部 26 により U 相電流センサ 23 の検出電流値 (I_{u_s}) と W 相電流センサ 24 の検出電流値 (I_{w_s}) を d 軸実電流 (I_{d_s}) と q 軸実電流 (I_{q_s}) に変換する際にも、モータ 1 のロータ角度 (θ) が必要となる。

【0068】

そして、モータコントローラ 10 は、レゾルバ等の位置検出センサを用いずに、第 3 加算器 34 及び第 4 加算器 36 において、検査用電圧重畳部 21 により駆動電圧 (V_{u_c} , V_{v_c} , V_{w_c}) に検査用電圧 (H_u , H_w) を重畳することによって、ロータ角度 (θ) の検出処理を行う。以下、モータコントローラ 10 におけるロータ角度 (θ) の検出処理について説明する。

【0069】

なお、モータコントローラ 10 は本発明の DC ブラシレスモータのロータ角度検出装置の機能を含み、パワードライブユニット 22、検査用電圧重畳部 21、及び角度検出部 25 により、本発明の DC ブラシレスモータのロータ角度検出装置が構成される。

【0070】

まず、検査用電圧重畳部 21 は、図 3 (a) に示したように、コントローラ 10 の制御サイクル (Δt) の n 周期分 $\{t(1) \sim t(n)\}$ を 1 周期 (T) とする検査用電圧 H_{uw} (H_u , H_w) を、以下の式 (36) により生成する。なお、本実施の形態では、検査用電圧重畳部 21 は、駆動電圧の U 相及び W 相 (V_{u_c} , V_{w_c}) に検査用電圧 (H_u , H_w) を重畳しているが、他の組合わせにより駆動電圧のいずれかの 2 相に検査用電圧を重畳してもよい。

【0071】

【数 36】

$$\begin{aligned} H_{uw}(i+k \cdot n) &= \begin{bmatrix} H_u(i+k \cdot n) \\ H_w(i+k \cdot n) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} H_u(i-1+k \cdot n) \\ H_w(i-1+k \cdot n) \end{bmatrix} + s(k) \begin{bmatrix} dhu(i-1) \\ dhw(i-1) \end{bmatrix} \\ &= H_{uw}(i-1+k \cdot n) + s(k) dhuw(i-1) \quad \cdots \cdots (36) \end{aligned}$$

但し、 $H_{uw}(x)$: 検査用電圧の重畳を開始してから x 番目の制御サイクルにおける検査用電圧の出力レベル、 i : 検査用電圧の 1 周期における制御サイクルの時系列番号 ($i = 1, 2, \dots, n$)、 k : 検査用波電圧の周期の時系列番号 (k

$= 1, 2, \dots)$ 、 $Hu(x)$ ：検査用電圧の重畳を開始してから x 番目の制御サイクルにおける検査用電圧の出力レベルの u 相成分、 $Hw(x)$ ：検査用電圧の重畳を開始してから x 番目の制御サイクルにおける検査用電圧の出力レベルの w 相成分、 $s(k)$ ：時系列番号 k の周期における変調信号 (s) の値 (本発明の変調係数に相当する)、 $d h(x)$ ：検査用電圧の重畳を開始してから x 番目の制御サイクルにおける基本電圧列データ ($d h u w$) の値。

【0072】

なお、基本電圧列データ ($d h u w = \{d h u w(1), d h u w(2), \dots, d h u w(n)\}$) は、予めメモリ (図示しない) に記憶されている。また、変調信号 (s) のデータ $\{s(1), s(2), \dots\}$ は、予めメモリに記憶してもよく、信号処理でよく使用される M 系列等の手法を用いて生成してもよい。そして、変調信号 (s) のデータを極力ランダムに変化させることにより、検査用電圧の周波数成分をより拡散させて、特定周波数のノイズが発生することを抑制することができる。

【0073】

また、基本電圧列データ ($d h u w$) は、以下の式 (37) に示したように、1 周期における平均が 0 となるように設定されている。

【0074】

【数 37】

$$\sum_{m=1}^n d h u w(m) = \sum_{m=1}^n \begin{bmatrix} d h u(m) \\ d h w(m) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{----- (37)}$$

この場合、上記式 (36) に示したように、変調信号 (s) は検査用電圧の 1 周期毎に変更されるため、検査用電圧の 1 周期 (T) における電圧レベルの平均が 0 となる。そして、これにより、検査用電圧の重畳によって駆動電圧の振幅が次第に大きくなり、モータ 1 の電機子電流のフィードバック制御系に影響を及ぼすことが抑制される。

【0075】

そして、角度検出部 25 は、検査用電圧重畳部 21 により検査用電圧 (Hu , Hw) が重畳されたときに、各制御サイクル ($t(1) \sim t(n)$) における U 相電流センサ 22 の検出電流値 (I_{u_s}) と W 相電流センサ 23 の検出電流値 (I_{w_s})

の変化量を用いてモータ 1 のロータ角度を検出する。

【0076】

ここで、検査用電圧 (H_u , H_w) の k 番目の周期 $T(k)$ の制御サイクル $t(i)$ における U 相電流センサ 22 の検出電流値 (I_{u_s}) の 2 階差分と W 相電流センサ 24 の検出電流値 (I_{w_s}) の 2 階差分を、以下の式 (38) に示したようにそれぞれ $dd I_u(i+k \cdot n)$, $dd I_w(i+k \cdot n)$ とする。

【0077】

【数 38】

$$\begin{aligned} dd I_{uw}(i+k \cdot n) &= \begin{bmatrix} dd I_u(i+k \cdot n) \\ dd I_w(i+k \cdot n) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \frac{\Delta I_{u_s}(i+1+k \cdot n)}{\Delta t} - \frac{\Delta I_{u_s}(i+k \cdot n)}{\Delta t} \\ \frac{\Delta I_{w_s}(i+1+k \cdot n)}{\Delta t} - \frac{\Delta I_{w_s}(i+k \cdot n)}{\Delta t} \end{bmatrix} \quad \cdots \cdots (38) \end{aligned}$$

また、検査用電圧 (H_u , H_w) の k 番目の周期 $T(k)$ の制御サイクル $t(i)$ における変化量 $\{d H_u(i+k \cdot n), d H_w(i+k \cdot n)\}$ は、上記式 (36) により、以下の式 (39), 式 (40) で表される。

【0078】

【数 39】

$$\begin{aligned} d H_u(i+k \cdot n) &= H_u(i+k \cdot n) - H_u(i-1+k \cdot n) \\ &= s(k) \cdot d h_u(i-1) \quad \cdots \cdots (39) \end{aligned}$$

【0079】

【数 40】

$$\begin{aligned} d H_w(i+k \cdot n) &= H_w(i+k \cdot n) - H_w(i-1+k \cdot n) \\ &= s(k) \cdot d h_w(i-1) \quad \cdots \cdots (40) \end{aligned}$$

そのため、上記式 (25) における行列 $c(1)$ に対応する行列 $c(i+k \cdot n)$ は、以下の式 (41) により表される。

【0080】

【数 4 1】

$$\begin{aligned}
& c(i+k \cdot n) \\
& = s(k) \cdot \begin{bmatrix} -\sin \frac{2}{3} \pi dhw(i-1) & dhu(i-1) + \cos \frac{2}{3} \pi dhw(i-1) & 2dhu(i-1) - dhw(i-1) \\ -\sin \frac{2}{3} \pi (dhu(i-1) - dhw(i-1)) & \cos \frac{2}{3} \pi (dhu(i-1) + dhw(i-1)) & -dhu(i-1) + 2dhw(i-1) \end{bmatrix} \\
& \equiv s(k) \cdot c(i) \quad \dots\dots (41)
\end{aligned}$$

そして、図 3 (a) の Ts (k-1 番目の周期 T (k-1) の制御サイクル t (i) ~ k 番目の周期 T (k) の制御サイクル t (i)) において、各制御サイクルについての上記式 (25) をまとめると、以下の式 (42) の形で表すことができ、さらに式 (42) を変形して以下の式 (43)、式 (44) を得ることができる。

【0081】

【数 4 2】

$$\begin{bmatrix} ddIuw(i+k \cdot n) \\ \vdots \\ ddIuw(i+k \cdot n) \\ ddIuw(i+1+(k-1) \cdot n) \\ \vdots \\ ddIuw(n+(k-1) \cdot n) \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} s(k) c(1) \\ \vdots \\ s(k) c(i) \\ s(k-1) c(i+1) \\ \vdots \\ s(k-1) c(n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 3\Delta l \sin 2\theta \\ 3\Delta l \cos 2\theta \\ l-m \end{bmatrix} \quad \dots\dots (42)$$

【0082】

【数 4 3】

$$\begin{bmatrix} \frac{ddIuw(1+k \cdot n)}{s(k)} \\ \vdots \\ \frac{ddIuw(i+k \cdot n)}{s(k)} \\ \frac{ddIuw(i+1+(k-1) \cdot n)}{s(k-1)} \\ \vdots \\ \frac{ddIuw(n+(k-1) \cdot n)}{s(k-1)} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} c(1) \\ \vdots \\ c(i) \\ c(i+1) \\ \vdots \\ c(n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 3\Delta l \sin 2\theta \\ 3\Delta l \cos 2\theta \\ l-m \end{bmatrix} \quad \dots\dots (43)$$

$$\equiv KC \begin{bmatrix} 3\Delta l \sin 2\theta \\ 3\Delta l \cos 2\theta \\ l-m \end{bmatrix}$$

【0083】

【数44】

$$\begin{bmatrix} V_s \\ V_c \\ V_l \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} 3\Delta \sin 2\theta \\ 3\Delta \cos 2\theta \\ 1-m \end{bmatrix} = (C^T C)^{-1} C^T \begin{bmatrix} \frac{ddI_{uw}(1+k \cdot n)}{s(k)} \\ \vdots \\ \frac{ddI_{uw}(i+k \cdot n)}{s(k)} \\ \frac{ddI_{uw}(i+1+(k-1) \cdot n)}{s(k-1)} \\ \vdots \\ \frac{ddI_{uw}(n+(k-1) \cdot n)}{s(k-1)} \end{bmatrix}$$

$$\equiv D \begin{bmatrix} \frac{ddI_{uw}(1+k \cdot n)}{s(k)} \\ \vdots \\ \frac{ddI_{uw}(i+k \cdot n)}{s(k)} \\ \frac{ddI_{uw}(i+1+(k-1) \cdot n)}{s(k-1)} \\ \vdots \\ \frac{ddI_{uw}(n+(k-1) \cdot n)}{s(k-1)} \end{bmatrix} \quad \text{----- (44)}$$

ここで、図3(b)は、制御サイクル $t(i-2) \sim t(i+2)$ における検査用電圧 (H_{uw}) と検出用電流 (I_{uw}) の推移を示した時系列グラフである。制御サイクル期間 $t(i)$ における検出電流の変化量 ($dI_{uw}(i)$) と制御サイクル期間 $t(i+1)$ における検出電流の変化量 ($dI_{uw}(i)$) から、上記式(38)における検出電流の2階差分 ($ddI_{uw}(i)$) を算出することができる。

【0084】

そして、検査用電圧 (H_u , H_w) は、上記式(36)により、周期 T の一定の電圧出力パターンが設定された基本電圧列データ (d_{huw}) と変調信号 (s) とを乗じて生成される。そのため、基本電圧列データ (d_{huw}) に応じて算出される上記式(41)の行列 $c(i)$ の成分は一定となる。したがって、上記式(43)における行列 C の成分も一定となり、行列 C に基づいて算出される上記式(4

4) の行列 D の成分も一定となる。

【0085】

そこで、モータコントローラ 10 のメモリには、基本電圧列データ (d h u w) により予め算出された行列 D の成分のデータが記憶されており、角度検出部 25 は、メモリに記憶された行列 D の成分のデータを用いて上記式 (44) の演算を実行する。

【0086】

この場合、角度検出部 25 は、行列 D の成分と検出電流の 2 階差分 (d d I u w) 及び変調信号 (s) 間の簡単な演算によりロータ角度 (θ) の 2 倍角に応じた正弦参照値 ($V_s = 3 \Delta I \sin 2 \theta$) と余弦参照値 ($V_c = 3 \Delta I \cos 2 \theta$) を算出することができ、正弦参照値と余弦参照値の算出時間を短縮することができる。

【0087】

そして、角度検出部 25 は、以下の式 (45) によりモータ 1 のロータ角度 (θ) を算出する。

【0088】

【数 45】

$$\theta = \frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{V_s}{V_c} \quad \text{----- (45)}$$

また、角度検出部 25 により、モータ 1 のロータ角度の推定値 ($\hat{\theta}$) を用いて、オブザーバによる追従演算によってロータ角度の推定値 ($\hat{\theta}$) の推定誤差が 0 に収束するように修正し、該推定値 ($\hat{\theta}$) をモータ 1 のロータ角度の検出値とすることも可能である。以下、オブザーバによるロータ角度の推定値 ($\hat{\theta}$) の修正処理について説明する。

【0089】

モータ 1 が一定の角速度で回転しているとする、制御サイクル (Δt) ごとのロータ角度 (θ) と角速度 (ω) との関係は以下の式 (46) で表される。

【0090】

【数 4 6】

$$\begin{bmatrix} \theta(i+1) \\ \omega(i+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \Delta t \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta(i) \\ \omega(i) \end{bmatrix} \quad \text{----- (46)}$$

但し、 $\theta(i)$ 、 $\omega(i)$ ：制御サイクル i におけるロータ角度と角速度、 $\theta(i+1)$ 、 $\omega(i+1)$ ：制御サイクル $i+1$ におけるロータ角度と角速度。

【0091】

そして、ロータ角度の実際値 (θ) と推定値 ($\hat{\theta}$) との位相差 ($\theta - \hat{\theta}$) を以下の式 (47) により算出し、上記式 (46) に、ロータ角度の推定値 ($\hat{\theta}$) と角速度の推定値 ($\hat{\omega}$) を入力して、該位相差 ($\theta - \hat{\theta}$) に演算ゲイン $K1$ 、 $K2$ 、 $K\sim$ によるゲインを乗じてフィードバックする以下の式 (48) に示した演算を実行する。

【0092】

【数 4 7】

$$\frac{V_s \cdot \cos 2\hat{\theta} - V_c \cdot \sin 2\hat{\theta}}{\sqrt{V_s^2 + V_c^2}} = K \frac{3\sqrt{3}\Delta l}{4} \sin(2\theta - 2\hat{\theta})$$

$$\approx \tilde{K}(\theta - \hat{\theta}) \quad (\theta - \hat{\theta} \approx 0 \text{ の場合}) \quad \text{----- (47)}$$

【0093】

【数 4 8】

$$\begin{bmatrix} \hat{\theta}(n+1) \\ \hat{\omega}(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \Delta t \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta}(n) \\ \hat{\omega}(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K1 \\ K2 \end{bmatrix} \tilde{K}(\theta(n) - \hat{\theta}(n) + \text{offset}) \quad \text{----- (48)}$$

上記式 (48) により、ロータ角度の推定値 ($\hat{\theta}$) を実際値 (θ) に収束させることができる。また、上記式 (48) の offset の値を変更することにより、検出されるロータ角度の位相を強制的にずらして、ロータ角度の検出誤差を減少させることができる。

【0094】

なお、上記式 (47) の $\sqrt{V_s^2 + V_c^2}$ の演算は時間がかかるので、以下の式 (49) により近似してもよい。

【0095】

【数 4 9】

$$\frac{V_s \cdot \cos 2\hat{\theta} - V_c \cdot \sin 2\hat{\theta}}{\sqrt{V_s^2 + V_c^2}} \approx \begin{cases} \frac{V_s \cdot \cos 2\hat{\theta} - V_c \cdot \sin 2\hat{\theta}}{|V_s|} & (|V_s| > |V_c| \text{ の場合}) \\ \frac{V_s \cdot \cos 2\hat{\theta} - V_c \cdot \sin 2\hat{\theta}}{|V_c|} & (|V_c| > |V_s| \text{ の場合}) \end{cases} \dots (49)$$

また、検査用電圧の具体的な出力パターンとしては、例えば図 4 (a) に示したように、基本電圧列データ (d h u w) を周期 T の交流電圧 x の出力パターンに応じて設定し、変調信号 (s) のデータ {s (1), s (2), ...} を図 4 (c) の $x_1 = (x_0, -x_0)$ 、 $x_2 = (x_1, -x_1)$ 、 $x_3 = (x_2, -x_2)$ 、 \dots 、 $x_n = (x_{n-1}, -x_{n-1})$ の関係が成り立つように設定することが考えられる。

【0096】

この場合、図 4 (a) に示した一定周期 T の交流電圧 x は、 $f = 1/T$ の周波数成分を多く含んでいるため、駆動電圧 (V_u, V_w) に重畳したときに該周波数 f に偏ったノイズが生じる。そこで、図 4 (b) に示したように、1 周期の出力 (x) の次の 1 周期の出力を反転 (-x) することにより、周波数 f の周波数成分を打ち消すことができる。

【0097】

そして、図 4 (c) に示したように、周波数成分を順次打ち消すように変調を行うことにより、周波数のスペクトラムがさらに拡散される。これにより、特定周波数に偏った耳障りなノイズの発生を抑制することができる。

【0098】

また、上記式 (43) が成り立つときに、上記式 (44) となる行列 D は一意には決まらない。例えば、重み付き最小 2 乗法として知られているように、正則な重み行列 W を用いて、以下の式 (50)、式 (51) により D を決定してもよい。

【0099】

【数 5 0】

$$D = (C'WC)^{-1} C'W \quad \text{----- (50)}$$

【0 1 0 0】

【数 5 1】

$$\begin{bmatrix} \frac{ddI_{uw}(1+k \cdot n)}{s(k)} \\ \vdots \\ \frac{ddI_{uw}(i+k \cdot n)}{s(k)} \\ \frac{ddI_{uw}(i+1+(k-1) \cdot n)}{s(k-1)} \\ \vdots \\ \frac{ddI_{uw}(n+(k-1) \cdot n)}{s(k-1)} \end{bmatrix} = DC \begin{bmatrix} V_s \\ V_c \\ V_l \end{bmatrix}$$

$$= (C'WC)^{-1} C'WC \begin{bmatrix} V_s \\ V_c \\ V_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_s \\ V_c \\ V_l \end{bmatrix} \quad \text{----- (51)}$$

また、行列 T を以下の式 (52) で定義すると、以下の式 (53)、式 (54) が成り立つ。

【0 1 0 1】

【数 5 2】

$$T = \begin{bmatrix} I_3 & 0 \\ -C_m & I_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (C'C)^{-1}C' \\ 0 & I_m \end{bmatrix}, \quad C_m = [0 \quad I_m]C \quad \text{----- (52)}$$

但し、 I_3 : 3 次の正方行列、 I_m : m 次の正方行列、 n : C の行数 (基本電圧列データの個数)、 m : $n - 3$ 、 0 : 成分が全て 0 の行列。

【0 1 0 2】

【数 5 3】

$$TC = \begin{bmatrix} I_3 & 0 \\ -C_m & I_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (C'C)^{-1}C' \\ 0 & I_m \end{bmatrix} C = \begin{bmatrix} I_3 & 0 \\ -C_m & I_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_3 \\ C_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_3 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{----- (53)}$$

【0 1 0 3】

【数 5 4】

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & M_m \end{bmatrix} TC = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & M_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_3 \\ 0 \end{bmatrix} = 0 \quad \text{----- (54)}$$

但し、 M_m ：任意の m 次の正方行列。

【0 1 0 4】

そして、行列 M_m に対して、以下の式 (55)、式 (56) が成り立つ。

【0 1 0 5】

【数 5 5】

$$D' = (C'WC)^{-1}C'W + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & M_m \end{bmatrix} T \quad \text{----- (55)}$$

【0 1 0 6】

【数 5 6】

$$D' \begin{bmatrix} \frac{ddIuw(1+k \cdot n)}{s(k)} \\ \vdots \\ \frac{ddIuw(i+k \cdot n)}{s(k)} \\ \frac{ddIuw(i+1+(k-1) \cdot n)}{s(k-1)} \\ \vdots \\ \frac{ddIuw(n+(k-1) \cdot n)}{s(k-1)} \end{bmatrix} = D'C \begin{bmatrix} Vs \\ Vc \\ VI \end{bmatrix}$$

$$= \left[(C'WC)^{-1}C'W + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & M_m \end{bmatrix} T \right] C \begin{bmatrix} Vs \\ Vc \\ VI \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Vs \\ Vc \\ VI \end{bmatrix} \quad \text{----- (56)}$$

したがって、任意の n 次正則行列 W と任意の m 次正方行列 M_m を用いて、 D を以下の式 (57) で表される行列としてもよい。

【0 1 0 7】

【数 5 7】

$$D = (C'WC)^{-1}C'W + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & M_m \end{bmatrix} T \quad \text{----- (57)}$$

次に、本発明の第 2 の実施の形態について説明する。図 5 を参照して、本第 2

の実施の形態のモータコントローラ 40 は、角度検出部 50 と検査用電圧重畳部 51 の構成のみが上記第 1 の実施の形態のモータコントローラ 10 と相違する。

【0108】

なお、モータコントローラ 40 は本発明の DC ブラシレスモータのロータ角度検出装置の機能を含み、d q / 3 相変換部 20、3 相 / d q 変換部 26、パワードライブユニット 22、角度検出部 50、及び検査用電圧重畳部 51 により本発明の DC ブラシレスモータのロータ角度検出装置が構成される。また、図 2 に示したモータコントローラ 10 と同様な構成については、同一の符号を付して説明を省略する。

【0109】

検査用電圧重畳部 51 は、第 5 加算器 52 で d 軸電圧 (Vd) に検査用電圧 (Hd) を重畳し、第 6 加算器 53 で q 軸電圧 (Vq) に検査用電圧 (Hq) を重畳する。また、角度検出部 50 は、検査用電圧 (Hd, Hq) が重畳されたときに、モータ 1 のロータ角度の推定値 (θ^{\wedge}) に基づいて 3 相 / d q 電流変換部 26 により算出された d 軸実電流 ($I_{d_s}^{\wedge}$) 及び q 軸実電流 ($I_{q_s}^{\wedge}$) を用いて、モータ 1 のロータ角度を検出する。以下、モータコントローラ 40 におけるモータ 1 のロータ角度の検出処理について説明する。

【0110】

検査用電圧重畳部 51 は、上述した第 1 の実施の形態と同様に、図 3 (a) に示したように、モータコントローラ 40 の制御サイクル (Δt) の n 周期分を 1 周期とする検査用電圧 (Hd^{\wedge} , Hq^{\wedge}) を、以下の式 (58) により生成する。

【0111】

【数 58】

$$\begin{aligned}\hat{H}_{dq}(i+k \cdot n) &= \begin{bmatrix} \hat{H}_d(i+k \cdot n) \\ \hat{H}_q(i+k \cdot n) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \hat{H}_d(i-1+k \cdot n) \\ \hat{H}_q(i-1+k \cdot n) \end{bmatrix} + s(k) \begin{bmatrix} d\hat{H}_d(i-1) \\ d\hat{H}_q(i-1) \end{bmatrix} \\ &= \hat{H}_{dq}(i-1+k \cdot n) + s(k) d\hat{H}_{dq}(i-1) \quad \cdots \cdots (58)\end{aligned}$$

但し、 $Hdq^{\wedge}(x)$ ：検査用電圧の重畳を開始してから x 番目の制御サイクルにおける検査用電圧の出力レベル、 i ：検査用電圧の 1 周期における制御サイクルの時系列番号 ($i = 1, 2, \dots, n$)、 k ：検査用電圧の周期の時系列番号 ($k = 1, 2, \dots$)、 $Hd^{\wedge}(x)$ ：検査用電圧の重畳を開始してから x 番目の制御サイクルにおける検査用電圧の出力レベルの d 軸成分、 $Hq^{\wedge}(x)$ ：検査用電圧の重畳を開始してから x 番目の制御サイクルにおける検査用電圧の出力レベルの q 軸成分、 $s(k)$ ：時系列番号 k の周期における変調信号 (s) の値 (本発明の変調用係数に相当する)、 $dhdq^{\wedge}(x)$ ：検査用電圧の重畳を開始してから x 番目の制御サイクルにおける基本電圧列データの d 軸成分、 $dhd^{\wedge}(x)$ ：検査用電圧の重畳を開始してから x 番目の制御サイクルにおける基本電圧列データの d 軸成分、 $d h q^{\wedge}(x)$ ：検査用電圧の重畳を開始してから x 番目の制御サイクルにおける基本電圧列データの q 軸成分。

【0 1 1 2】

なお、基本電圧列データ ($dhdq^{\wedge} = \{dhdq^{\wedge}(1), dhdq^{\wedge}(2), \dots, dhdq^{\wedge}(n)\}$) のデータは、予めメモリ (図示しない) に記憶されている。また、変調信号 (s) のデータ $\{s(1), s(2), \dots\}$ は、予めメモリに記憶してもよく、信号処理でよく使用される M 系列等の手法を用いて生成してもよい。

【0 1 1 3】

また、基本電圧列データ ($dhdq^{\wedge} = \{dhdq^{\wedge}(1), dhdq^{\wedge}(2), \dots, dhdq^{\wedge}(n)\}$) は、以下の式 (5 9) に示したように、1 周期における平均が 0 となるように設定されている。

【0 1 1 4】

【数 5 9】

$$\sum_{m=1}^n d\hat{h}dq(m) = \sum_{m=1}^n \begin{bmatrix} d\hat{h}d(m) \\ d\hat{h}q(m) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{----- (59)}$$

この場合、上記式 (5 8) に示したように、変調信号 (s) は検査用電圧 (Hdq^{\wedge}) の 1 周期毎に変更されるため、検査用電圧 (Hdq^{\wedge}) の 1 周期 (T) における電圧レベルの平均は 0 となる。そして、これにより、 d 軸電圧 (Vd) 及び q

軸電圧 (V_q) のレベルが次第に高くなって、モータ 1 の電機子電流のフィードバック制御系に影響を及ぼすことが抑制される。

【0115】

そして、角度検出部 50 は、検査用電圧重畳部 51 により検査用電圧 (H_d^{\wedge} , H_q^{\wedge}) が重畳されたときに、各制御サイクル ($t(1) \sim t(n)$) において、モータ 1 のロータ角度の推定値 (θ^{\wedge}) に基づいて 3 相/電流変換部 26 により算出される d 軸実電流及び q 軸実電流を用いてモータ 1 のロータ角度を検出する。

【0116】

ここで、検査用電圧 (H_d^{\wedge} , H_q^{\wedge}) の k 番目の制御サイクル $T(k)$ の制御サイクル $t(i)$ における d 軸実電流の 2 階差分と q 軸実電流の 2 階差分を、以下の式 (60) に示したようにそれぞれ $dd\hat{I}_d(i+k \cdot n)$, $dd\hat{I}_q(i+k \cdot n)$ とする。

【0117】

【数 60】

$$dd\hat{I}_{dq}(i+k \cdot n) = \begin{bmatrix} dd\hat{I}_d(i+k \cdot n) \\ dd\hat{I}_q(i+k \cdot n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\Delta\hat{I}_{d-s}(i+1+k \cdot n)}{\Delta t} - \frac{\Delta\hat{I}_{d-s}(i+k \cdot n)}{\Delta t} \\ \frac{\Delta\hat{I}_{q-s}(i+1+k \cdot n)}{\Delta t} - \frac{\Delta\hat{I}_{q-s}(i+k \cdot n)}{\Delta t} \end{bmatrix} \quad \text{----- (60)}$$

また、検査用電圧 (H_d^{\wedge} , H_q^{\wedge}) の k 番目の周期 $T(k)$ の制御サイクル $t(i)$ における変化量 $\{dH_d^{\wedge}(i+k \cdot n), dH_q^{\wedge}(i+k \cdot n)\}$ は、上記式 (58) により、以下の式 (61), 式 (62) で表される。

【0118】

【数 61】

$$\begin{aligned} d\hat{H}_d(i+k \cdot n) &= \hat{H}_d(i+k \cdot n) - \hat{H}_d(i-1+k \cdot n) \\ &= s(k) \cdot d\hat{H}_d(i-1) \end{aligned} \quad \text{----- (61)}$$

【0119】

【数 6 2】

$$\begin{aligned} d\hat{H}q(i+k \cdot n) &= \hat{H}q(i+k \cdot n) - \hat{H}q(i-1+k \cdot n) \\ &= s(k) \cdot d\hat{h}q(i-1) \end{aligned} \quad \text{..... (62)}$$

そのため、上記式 (3 2) における行列 $c(1)$ に対応する行列 $\hat{c}(i+k \cdot n)$ は、以下の式 (6 3) により表される。

【0 1 2 0】

【数 6 3】

$$\hat{c}(i+k \cdot n) = s(k) \begin{bmatrix} d\hat{h}q(i-1) & d\hat{h}d(i-1) & d\hat{h}d(i-1) \\ d\hat{h}d(i-1) & -d\hat{h}q(i-1) & d\hat{h}q(i-1) \end{bmatrix} \equiv s(k) \cdot \hat{c}(i) \quad \text{..... (63)}$$

そして、図 3 (a) の T_s ($k-1$ 番目の周期 $T(k-1)$ の制御サイクル $t(i) \sim k$ 番目の周期 $T(k)$ の制御サイクル $t(i)$) において、各制御サイクルについての上記式 (3 2) をまとめると、以下の式 (6 4) の形で表すことができ、さらに式 (6 4) を変形して以下の式 (6 5), 式 (6 6) を得ることができる。

【0 1 2 1】

【数 6 4】

$$\begin{bmatrix} d\hat{I}dq(1+k \cdot n) \\ \vdots \\ d\hat{I}dq(i+k \cdot n) \\ d\hat{I}dq(i+1+(k-1) \cdot n) \\ \vdots \\ d\hat{I}dq(n+(k-1) \cdot n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s(k) \hat{c}(1) \\ \vdots \\ s(k) \hat{c}(i) \\ s(k-1) \hat{c}(i+1) \\ \vdots \\ s(k-1) \hat{c}(n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_1 \sin 2\theta e \\ L_1 \cos 2\theta e \\ L_0 \end{bmatrix} \quad \text{..... (64)}$$

【0 1 2 2】

【数 6 5】

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} \frac{d\hat{I}dq(1+k \cdot n)}{s(k)} \\ \vdots \\ \frac{d\hat{I}dq(i+k \cdot n)}{s(k)} \\ \frac{d\hat{I}dq(i+1+(k-1) \cdot n)}{s(k-1)} \\ \vdots \\ \frac{d\hat{I}dq(n+(k-1) \cdot n)}{s(k-1)} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \hat{c}(1) \\ \vdots \\ \hat{c}(i) \\ \hat{c}(i+1) \\ \vdots \\ \hat{c}(n) \end{pmatrix} \begin{bmatrix} L_1 \sin 2\theta e \\ L_1 \cos 2\theta e \\ L_0 \end{bmatrix} \\
 &\equiv \hat{C} \begin{bmatrix} L_1 \sin 2\theta e \\ L_1 \cos 2\theta e \\ L_0 \end{bmatrix} \quad \text{----- (65)}
 \end{aligned}$$

【0 1 2 3】

【数 6 6】

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} \hat{V}_s \\ \hat{V}_c \\ \hat{V}_l \end{pmatrix} &= \begin{bmatrix} L_1 \sin 2\theta e \\ L_1 \cos 2\theta e \\ L_0 \end{bmatrix} = (\hat{C}^t \hat{C})^{-1} \hat{C}^t \begin{pmatrix} \frac{d\hat{I}dq(1+k \cdot n)}{s(k)} \\ \vdots \\ \frac{d\hat{I}dq(i+k \cdot n)}{s(k)} \\ \frac{d\hat{I}dq(i+1+(k-1) \cdot n)}{s(k-1)} \\ \vdots \\ \frac{d\hat{I}dq(n+(k-1) \cdot n)}{s(k-1)} \end{pmatrix} \\
 &\equiv \hat{D} \begin{pmatrix} \frac{d\hat{I}dq(1+k \cdot n)}{s(k)} \\ \vdots \\ \frac{d\hat{I}dq(i+k \cdot n)}{s(k)} \\ \frac{d\hat{I}dq(i+1+(k-1) \cdot n)}{s(k-1)} \\ \vdots \\ \frac{d\hat{I}dq(n+(k-1) \cdot n)}{s(k-1)} \end{pmatrix} \quad \text{----- (66)}
 \end{aligned}$$

そして、上記式(66)の行列 \hat{D} の成分は、基本電圧列データ(d_{hdq}^*)により予め算出することができる。そこで、モータコントローラ40のメモリには、このようにして算出された行列 \hat{D} の成分のデータが記憶されており、角度検出部50は、メモリに記憶された行列 \hat{D} の成分のデータを用いて上記式(66)の演算を実行する。

【0124】

この場合、角度検出部50は、行列 \hat{D} の成分と各制御期間における検出電流の2階差分(d_{ddq}^*)及び変調信号(s)間の簡易な演算によりロータ角度の実際値(θ)と推定値($\hat{\theta}$)との位相差($\theta_e = \theta - \hat{\theta}$)の2倍角に応じた正弦参照値($V_s^* = L_1 \sin 2\theta_e$)と余弦参照値($V_c^* = L_1 \cos 2\theta_e$)を算出することができる。そのため、正弦参照値(V_s^*)と余弦参照値(V_c^*)の算出時間を短縮することができる。

【0125】

そして、角度検出部50は、以下の式(67)によりモータ1のロータ角度の実際値(θ)と推定値($\hat{\theta}$)との位相差(θ_e)を算出して、ロータ角度($\theta = \hat{\theta} + \theta_e$)を検出する。

【0126】

【数67】

$$\theta_e = \frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{\hat{V}_s}{\hat{V}_c} \quad \text{----- (67)}$$

また、上述した第1の実施の形態と同様に、以下の式(68)又は式(69)によるオブザーバの追従演算によって、ロータ角度の推定値($\hat{\theta}$)を、推定誤差(θ_e)が0に収束するように修正して、ロータ角度を検出することもできる。

【0127】

【数 6 8】

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \hat{\theta}(n+1) \\ \hat{\omega}(n+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & \Delta t \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta}(n) \\ \hat{\omega}(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K1 \\ K2 \end{bmatrix} \tilde{K} \frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{\hat{V}_s}{\hat{V}_c} \\
 &= \begin{bmatrix} 1 & \Delta t \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta}(n) \\ \hat{\omega}(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K1 \\ K2 \end{bmatrix} \tilde{K} (\theta_e(n) + \text{offset}) \quad \text{----- (68)}
 \end{aligned}$$

【0 1 2 8】

【数 6 9】

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \hat{\theta}(n+1) \\ \hat{\omega}(n+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & \Delta t \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta}(n) \\ \hat{\omega}(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K1 \\ K2 \end{bmatrix} \tilde{K} \frac{\hat{V}_s}{\sqrt{\hat{V}_s^2 + \hat{V}_c^2}} \\
 &\approx \begin{bmatrix} 1 & \Delta t \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta}(n) \\ \hat{\omega}(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K1 \\ K2 \end{bmatrix} \tilde{K} (\theta_e(n) + \text{offset}) \quad (\theta_e(n) \approx 0) \quad \text{---- (69)}
 \end{aligned}$$

また、上記式 (68)、式 (69) のoffsetの値を変更することにより、検出されるロータ角度の位相を強制的にずらして、検出誤差を減少させることができる。

【0 1 2 9】

なお、上記式 (69) における $\sqrt{\hat{V}_s^2 + \hat{V}_c^2}$ の演算は時間がかかるので、以下の式 (70) により近似してもよい。

【0 1 3 0】

【数 7 0】

$$\frac{\hat{V}_s}{\sqrt{\hat{V}_s^2 + \hat{V}_c^2}} \approx \begin{cases} \frac{\hat{V}_s}{|\hat{V}_s|} & (|\hat{V}_s| > |\hat{V}_c| \text{ の場合}) \\ \frac{\hat{V}_s}{|\hat{V}_c|} & (|\hat{V}_c| > |\hat{V}_s| \text{ の場合}) \end{cases} \quad \text{----- (70)}$$

【図面の簡単な説明】

【図 1】 DC ブラシレスモータの構成図。

【図 2】 第 1 の実施の形態におけるモータコントローラの制御ブロック図。

【図 3】 図 3 は検査用電圧の周期及び検査用電圧と電機子電流の推移を示した図。

【図 4】 検査用電圧の生成方法の説明図。

【図 5】 第 2 の実施の形態におけるモータコントローラの制御ブロック図。

【符号の説明】

1…D C ブラシレスモータ、2…ロータ、3…U 相の電機子、4…V 相の電機子、5…W 相の電機子、1 0…モータコントローラ、2 0…d q / 3 相変換部、2 1…検査用電圧重畳部、2 2…パワードライブユニット、2 3…U 相電流センサ、2 4…W 相電流センサ、2 5…角度検出部、2 6…3 相 / d q 変換部、2 7…非干渉演算部、4 0…モータコントローラ、5 0…角度検出部、5 1…検査用電圧重畳部

【書類名】

【図 1】

FIG. 1 (a)

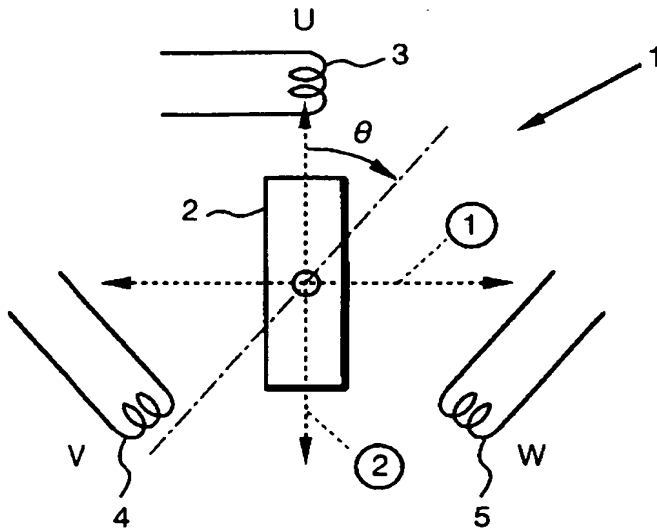
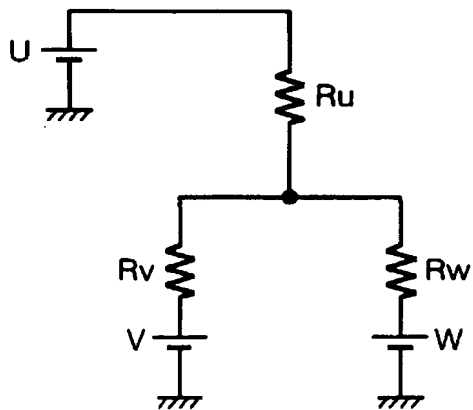
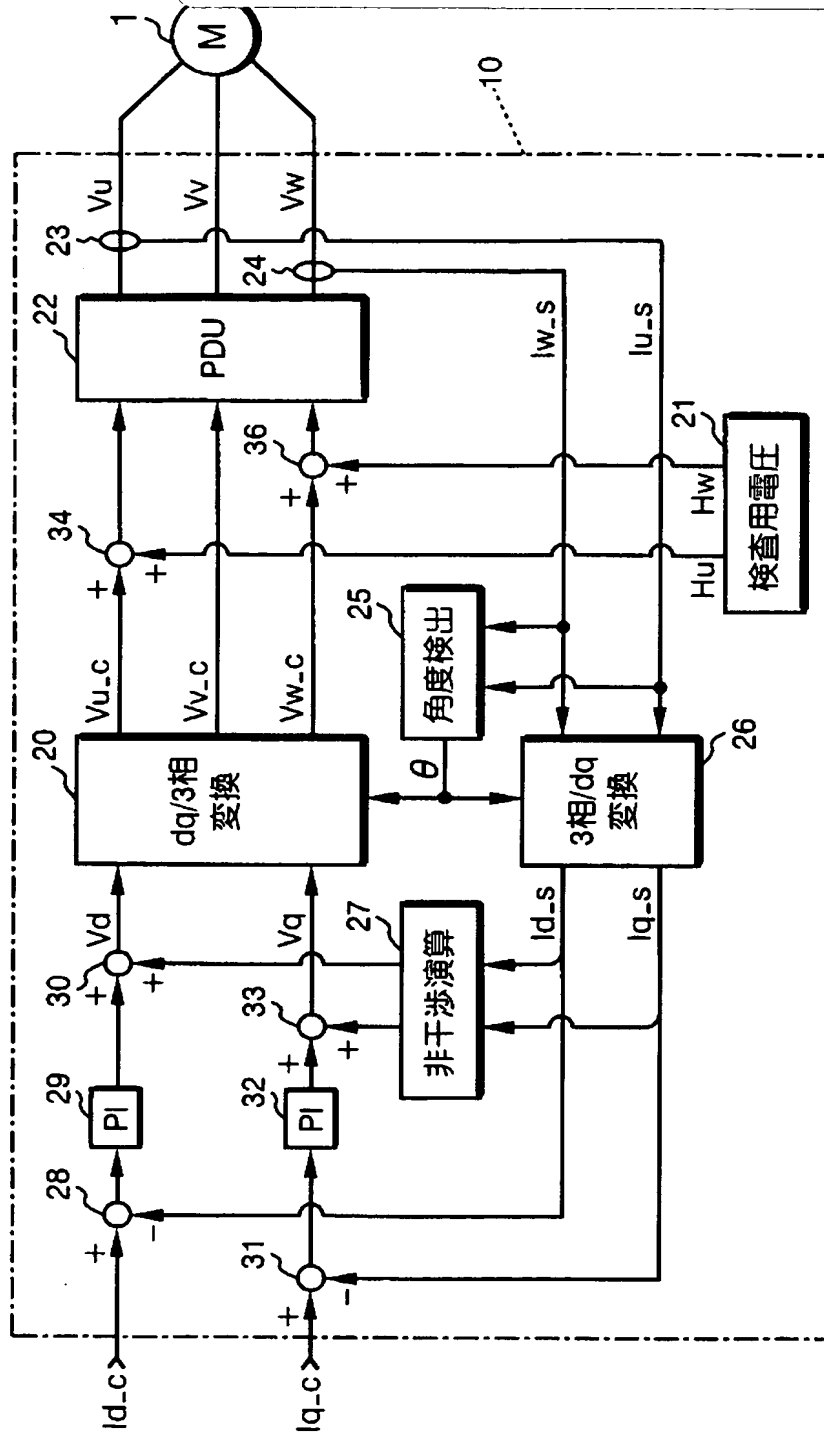


FIG. 1 (b)



【図 2】

FIG. 2



【図 3】

FIG. 3 (a)

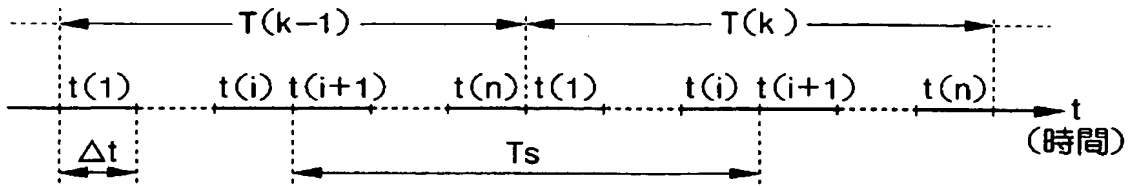
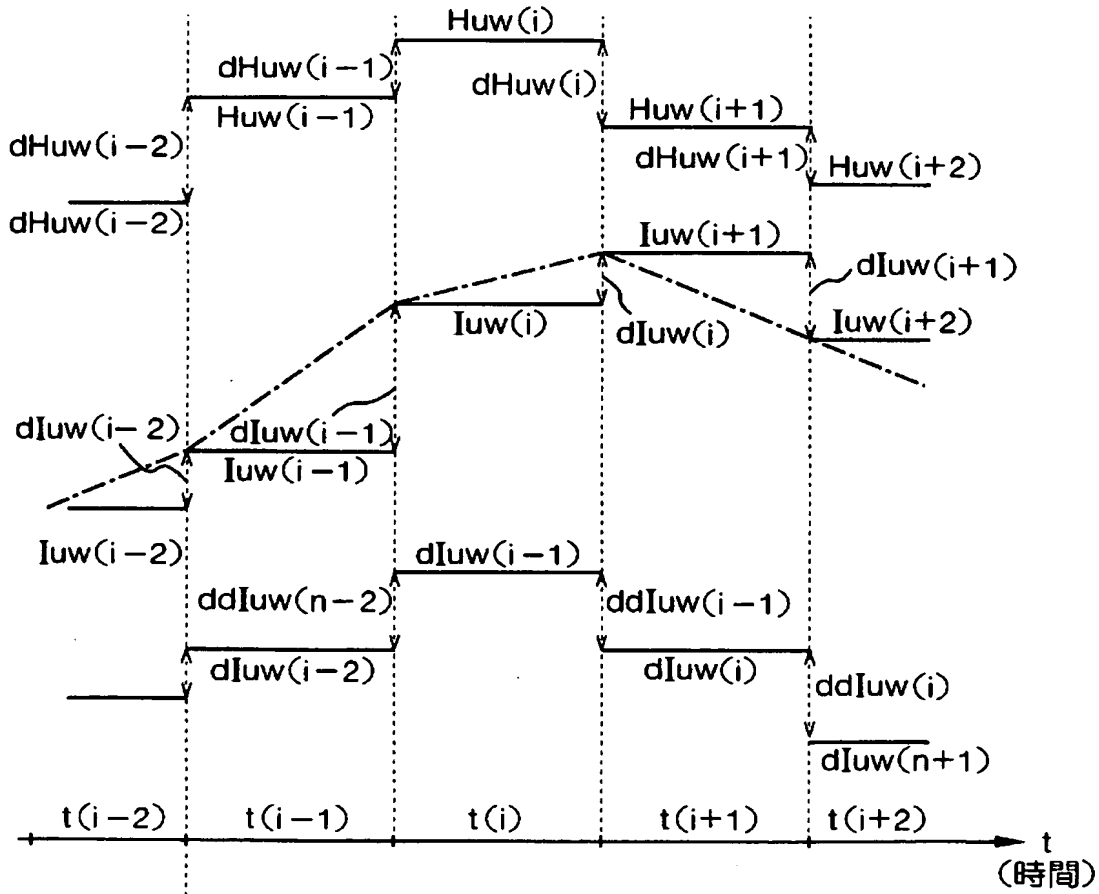


FIG. 3 (b)



【図 4】

FIG. 4 (a)

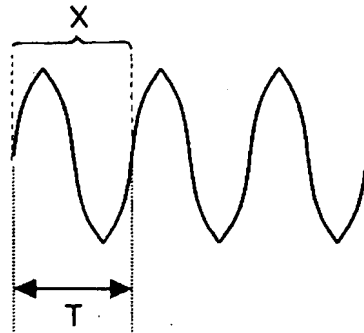


FIG. 4 (b)

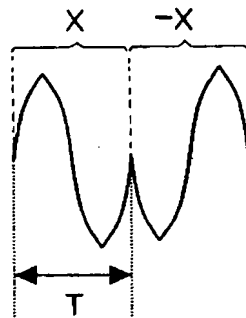
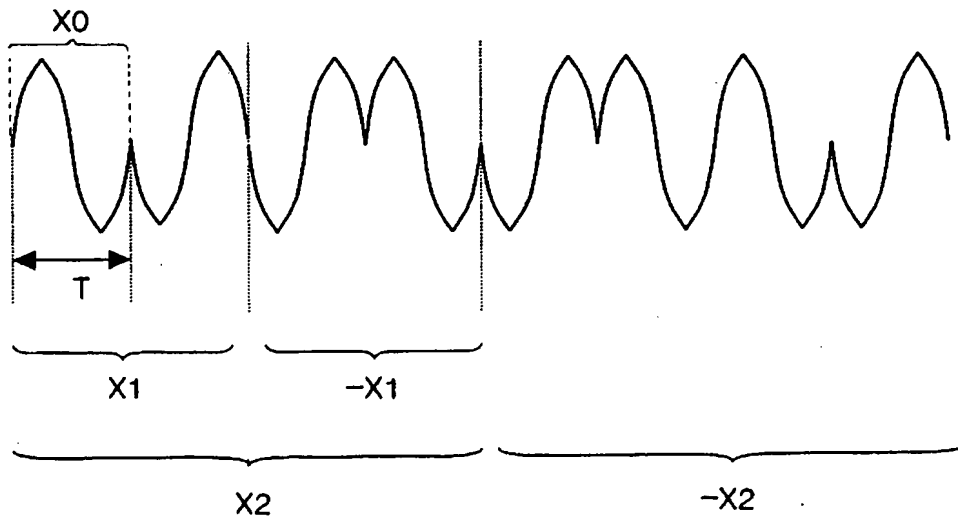
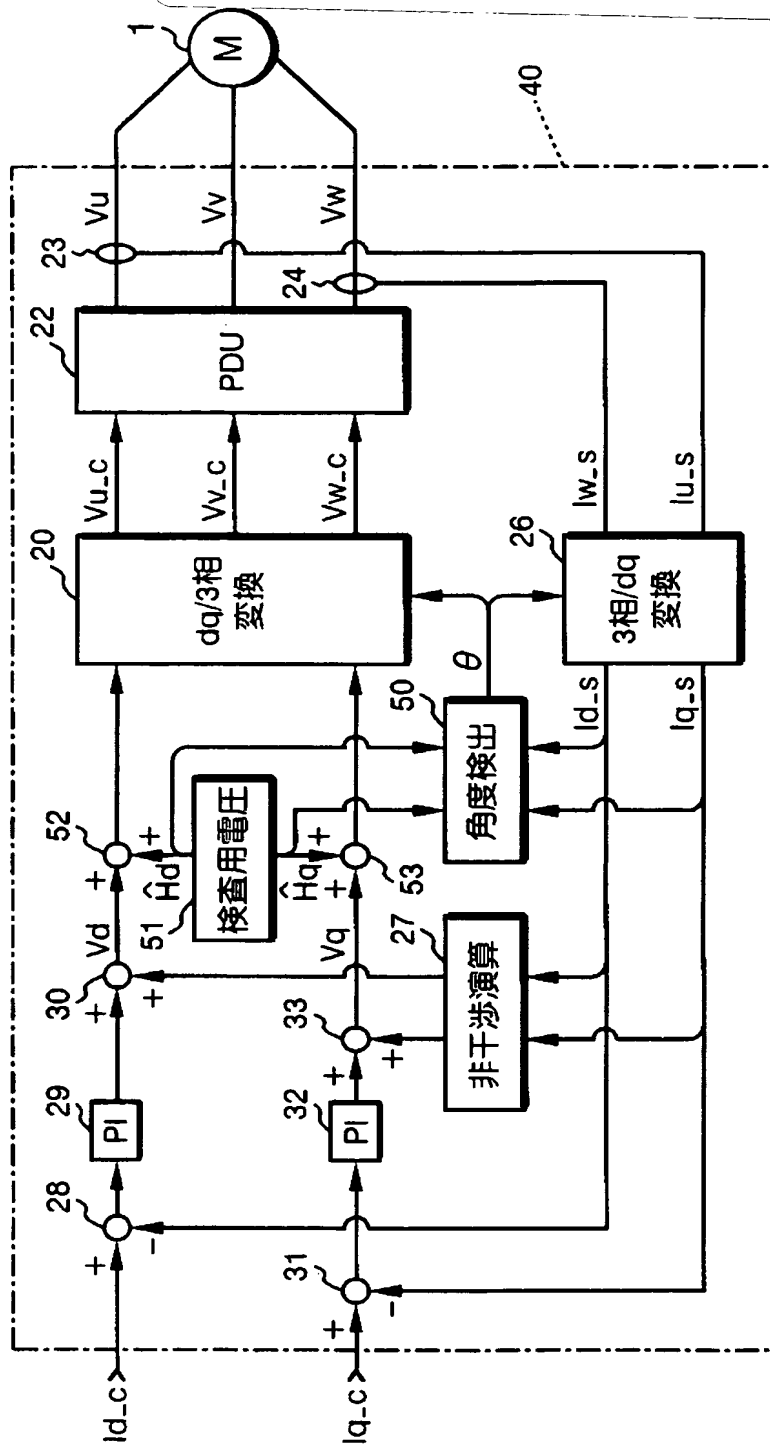


FIG. 4 (c)



【図 5】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 駆動電圧に検査用電圧を重畳してロータ角度を検知する際に生じる耳障りなノイズの発生を抑制したDCブラシレスモータの角度検出装置を提供する。

【解決手段】 検査用電圧重畳部は、1周期（ T ）における出力電圧レベルの平均が0となる一定の電圧出力パターンが設定された基本電圧列データに、各周期（ T ）ごとに値が変わる変調信号のデータを乗じて検査用電圧（ H_{uw} ）を生成し、該検査用電圧（ H_{uw} ）をモータの駆動電圧に重畳する。角度検出部は、モータの駆動電圧に検査用電圧（ H_{uw} ）が重畳されたときに、各制御サイクル $t(i) \{ i = 1, 2, \dots, n \}$ における基本電圧列データと検出電流の変化量（ $dI_{uw}(i)$ ）と変調信号のデータとに基づいて、モータのロータ角度を検出する。

【選択図】 図3

特願 2 0 0 2 - 2 8 0 4 0 8

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[0 0 0 0 0 5 3 2 6]

1. 変更年月日

1 9 9 0 年 9 月 6 日

[変更理由]

新規登録

住 所

東京都港区南青山二丁目 1 番 1 号

氏 名

本田技研工業株式会社